

[Original document](#)

TRANSMISSION AND RECEPTION SWITCHING DEVICE

Patent number: JP2001024476

Publication date: 2001-01-26

Inventor: BRADLEY PAUL D; LARSON III JOHN D; RUBY RICHARD C

Applicant: AGILENT TECHNOLOGIES INC

Classification:


- international: H03H9/58; H03H9/00; (IPC1-7): H03H9/70; H03H9/25; H04B1/50

- european:

Application number: JP20000160387 20000530

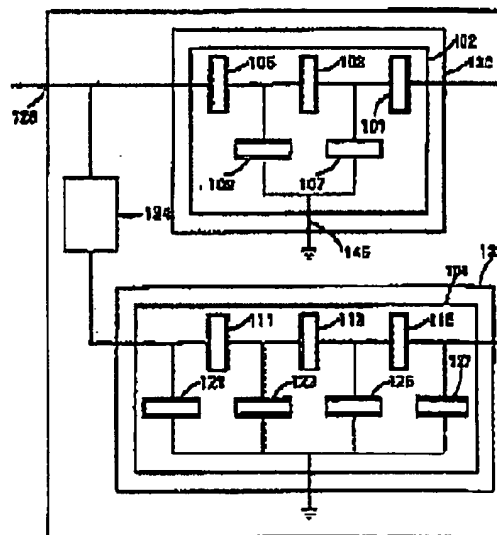
Priority number(s): US19990324618 19990602

Also published

 EP105838 US626263 JP105838[View INPADOC patent family](#)[Report a data error](#)

Abstract of JP2001024476

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a switch provided with steep filter characteristic by including a thin-film bulk sound wave resonator in each element of a first ladder circuit provided with a shunt element and a serial element in a first band filter and including FBAR in each second ladder circuit provided with a shunt element and a serial element in a second band filter. **SOLUTION:** The antenna port 128 of a transmission/reception switching device 100 is connected with an antenna, a transmission port 124 is connected to the output of a transmitter, and a reception port 126 is connected to the input of a receiver. The frequency range of a transmission signal respectively generated by a transmitter and the frequency range of a reception signal capable of making the receiver synchronize are centered in the passing bands of and filters 130 and 132. As for the filters 130 and 132, the high frequency blocking band of the filter 130 including a transmission FBAR array 102 are overlapped with the passing band of the filter 132.

Data supplied from the [esp@cenet](#) database - Worldwide

Description of corresponding document: EP1058383

Technical Field

[0001] The invention relates to electronic components and, in particular, to electronic components for use in high-power frequency circuits.

Background of the Invention

[0002] In many different communications applications, a common signal path is coupled both to the input of a receiver and the output of a transmitter. For example, in a transceiver, such as a cellular or cordless telephone, an antenna may be coupled to the input of the receiver and to the output of the transmitter. In such an arrangement, a duplexer is used to couple the common signal path to the input of the receiver and to the output of the transmitter. The duplexer provides the necessary coupling preventing the modulated transmit signal generated by the transmitter from being coupled from the antenna back to the receiver and overloading the receiver.

[0003] One long-established form of duplexer is the half duplexer. Half duplexers are described by C.K. Campbell in SURFACE ACOUSTIC WAVE DEVICES FOR MOBILE AND WIRELESS COMMUNICATION., pp. 253-272, Academic Press, New York, (1998). A half duplexer uses a switch to connect the antenna to the receiver or the transmitter on a time division basis. The half duplexer has good coupling and attenuation properties, but is nevertheless an unacceptable solution for telephony applications because it does not allow both parties to speak (and be heard) simultaneously.

[0004] A more acceptable form of duplexer for telephony applications is the full duplexer, also described by Campbell. To enable a full duplexer to be used, the transmit signal must be at a different frequency from the receive signal. The full duplexer lacks a switch and incorporates band-pass filters that isolate the transmit signal from the receive signal according to the frequencies of the signals. Figure 1 shows a conventional front-end circuit 10 such as that used in a cellular telephone, personal communication system (PCS) device or other transmit/receive apparatus. In this, the output of the power amplifier 12 of the transmitter 14 and the input of the low-noise amplifier 16 of the receiver 18 are connected to the duplexer 20, which is also connected to the antenna 22.

[0005] The duplexer 20 is a three-port device having a transmit port 24, a receive port 26 and an antenna port 28. The antenna port is connected to the transmit port through the band-pass filter 30 and to the receive port through the series arrangement of the 90 DEG phase shifter 34 and band-pass filter 32. The pass bands of the band-pass filters 30 and 32 are respectively centered on the frequency range of the transmit signal generated by the transmitter 14 and that of the receive signals to which the receiver 18 can be tuned. In the example shown, band-pass filters are configured such that the high-frequency stop band of the band-pass filter 30 overlaps the pass-band of the band-pass filter 32 and the low-frequency stop band of the band-pass filter 32 overlaps the pass-band of the band-pass filter 30.

[0006] The requirements for the band-pass filters 30 and 32 constituting the duplexer 20 are quite stringent. The band-pass filters isolate the very weak receive signal generated by the antenna 22 and fed to the input of the low-noise amplifier 16 from the strong transmit signal generated by the power amplifier 12. In a typical embodiment, the sensitivity of the low noise amplifier 16 is of the order of -100 dBm, and the power amplifier 12 can feed power levels of about 28 dBm into the duplexer. In such an example, the duplexer must attenuate the transmit signal by about 50 dB between the antenna port 28 and the receive port 26 to prevent the residual transmit signal mixed with the receive signal at the receive port from overloading the low-noise amplifier.

[0007] One type of mobile telephone that is becoming increasingly popular is the personal communication system (PCS) using Code Division Multiple Access (CDMA). CDMA PCS is described in T. S. Rappoport, ed., CELLULAR RADIO & PERSONAL COMMUNICATIONS, VOL.2, pp.501-509, IEEE Press, Piscataway, NJ, (1996). CDMA PCS devices operate in frequency bands at about 1,900 MHz and impose especially stringent requirements on the duplexer performance. The guard band between the portions of the spectrum assigned to the transmit signal and the receive signal is only about 1% of the carrier frequency, i.e., 20 MHz. The bandwidth of the portions of the spectrum assigned to the transmit signal and the receive signal is about 3% of the carrier frequency, i.e., 60 MHz. This means that the band-pass filters 30 and 32 are required to have an extremely sharp roll-off. Figure 2 shows the basic arrangement of the transmit and receive bands. The required characteristics of the band-pass filters 30 and 32 are shown at 36 and 38, respectively.

[0008] Cellular telephones and PCS devices are constantly being made smaller and lower in cost. Several stacked printed circuit boards are typically used to accommodate the circuitry of the PCS device in the overall package size. Not only must the components mounted on the printed circuit boards be miniaturized, they must meet stringent height requirements. Components taller than the height limit require the printed circuit boards to be spaced further apart, which reduces the packing density that can be achieved. Alternatively, over-height components require that holes be cut in at least one adjacent printed circuit board to accommodate them, which both reduces the packing density and increases assembly costs.

[0009] Another challenge for the duplexer 20 is its power handling capability. The power amplifier 12 in the transmitter delivers up to 1 Watt of power to the transmit port 24 of the duplexer 20. Miniaturized as just described, the band-pass filters 30 and 32 must be capable of transmitting such power without being destroyed, or without its characteristics degrading with use.

[0010] Current-generation PCS devices use a ceramic filter as the duplexer 20. However, such ceramic filters are bulky,

measuring some 28 x 8 x 5 mm, are over-height components and are expensive. Samples of such filters show evidence of being individually tuned, which accounts for some of the cost of such devices.

[0011] Surface acoustic wave (SAW) filters have also been used as duplexers in cellular telephones and PCS devices, see example, O. Ikata, N. Nishihara, Y. Satoh, H. Fukushima and N. Hirisawa, A Design of Antenna Duplexer Using Ladder SAW Filters, PROC. 1998 IEEE INTERNATIONAL ULTRASONICS SYMPOSIUM, SENDAI, JAPAN, paper 0-1 (C 1998). The roll-off of a SAW filter with sufficient power handling capability is insufficiently steep for the CDMA application just described. Instead, two SAW filters and an electronic switch have to be used. One of the filters covers the upper half of the transmit and receive bands, the other covers the lower half of the transmit and receive bands. The electronic switch selects appropriate filter depending on the portions of the transmit and receive bands in which the PCS device is operating. Thus, a duplexer based on SAW filters is also unacceptable bulky, complex, expensive and may be subject to failure in the event of a surge in the transmitter output power.

[0012] What is needed, then, is a duplexer that has sufficiently steep filter characteristics to enable it to be used in applications such as CDMA PCS devices, in which the separation between the transmit and receive bands is only about 1% of the operating frequency and in which power levels exceeding one Watt do not impair the reliability of the duplexer or the long-term stability of the filter characteristics. The duplexer should be substantially smaller than current duplexers based on ceramic filters, and should not require individual tuning so that the cost of manufacture can be kept low.

Summary of the Invention

[0013] The invention provides a band-pass filter comprising shunt elements and series elements in which the series elements and the shunt elements are connected to form a ladder circuit, and each of the elements includes an FBAR.

[0014] The FBARs may collectively have two different resonant frequencies.

[0015] The FBARs may collectively have more than two different resonant frequencies.

[0016] The FBARs may all have different resonant frequencies.

[0017] The FBARs comprised in the series elements may all have the same resonant frequency, and the FBARs comprised in the shunt elements may all have the same resonant frequency, different from the resonant frequency of the FBARs comprised in the series elements.

[0018] At least one of the elements may additionally comprise an auxiliary inductor in series with the FBAR comprised therein.

[0019] The invention also provides an FBAR-based duplexer that comprises a first port, a second port, a third port, a first band-pass filter according to the invention connected between the first port and the third port and a series circuit connected between the second port and the third port. The series circuit includes a 90 degree phase shifter in series with a second band-pass filter according to the invention.

[0020] At least one of the elements of the band-pass filters may additionally comprise an auxiliary inductor in series with the FBAR comprised therein.

[0021] The FBAR with the auxiliary inductor in series includes a shunt capacitance, and the auxiliary inductor has an inductance that has a series resonance with the shunt capacitance at a frequency corresponding to the upper band limit of the first band-pass filter, the lower band limit of the first band-pass filter, the upper band limit of the second band-pass filter, or the lower band limit of the second band-pass filter.

[0022] Finally, the invention provides an integrated array of film bulk acoustic resonators (FBARs) in which at least one FBAR differs in resonant frequency from others of the FBARs. The integrated array comprises a piezoelectric layer in which a first major surface is opposite a second major surface. The integrated array additionally comprises first electrodes located on the first major surface of the piezoelectric layer, and second electrodes located on the second major surface of the piezoelectric layer. One of the FBARs is defined at each of the locations where one of the second electrodes overlaps one of the first electrodes. The electrodes that define one of the FBARs that differs in resonant frequency from the others of the FBARs differ in weighted thickness from others of the electrodes defining the others of the FBARs.

Brief Description of the Drawings

Figure 1 is a block diagram showing the front-end circuit 10 of a conventional cellular telephone, personal communication

system (PCS) device or other transmit/receive apparatus.

Figure 2 is a graph showing the basic arrangement of the transmit and receive bands of a CDMA PCS device and the characteristics of the transmit and receive band-pass filters constituting the duplexer thereof.

Figure 3A is a cross-sectional view of a thin-film bulk acoustic resonator (FBAR).

Figure 3B is a schematic drawing showing the equivalent circuit of the FBAR shown in Figure 3A.

Figure 3C is a graph showing the modulus of the impedance of the FBAR shown in Figure 3A against frequency.

Figure 4 is a schematic block diagram of a first embodiment of a duplexer according to the invention.

Figures 5A and 5B are a plan view and a cross-sectional view illustrating an FBAR array that can be used as part of the transmit and band-pass filter according to the invention.

Figure 6 is a schematic block diagram of a second embodiment of a duplexer according to the invention.

Figure 7 is a schematic block diagram of a third embodiment of a duplexer according to the invention.

Detailed Description of the Invention

[0024] In recent years, thin-film bulk acoustic resonators (FBARs) have been described in the patent literature. For example, FBARs are described in United States patent no. 5,587,620, assigned to the assignee of this disclosure and incorporated herein by reference. An example of an FBAR 50 is shown in Figure 3A.

[0025] The FBAR 50 is composed of the piezoelectric layer 52 suspended at its periphery over the well 54 defined by the substrate 56. The electrodes 58 and 60 are located on opposite surfaces of the portion of the piezoelectric layer that overlie the well. Electrical connections are made to the electrodes 58 and 60 via the terminals 66 and 68, respectively. The piezoelectric layer 52 and the electrodes 58 and 60 form the piezoelectric resonator stack 62. The piezoelectric resonator stack expands and contracts in the direction indicated by the arrow 64 in response to the magnitude and direction of a voltage applied between the electrodes.

[0026] When the piezoelectric resonator stack 62 composed of the piezoelectric layer 52 and the electrodes 58 and 60 is suspended at its periphery and has both of its major surfaces in contact with air, other ambient gas or vacuum, the piezoelectric resonator stack forms a high-Q acoustic resonator. An a.c. signal applied via the terminals 66 and 68 to the electrodes 58 and 60 will cause the piezoelectric resonator stack to resonate when the signal has a frequency equal to the velocity of sound in the piezoelectric resonator stack divided by twice the weighted thickness of the stack, i.e., $f_r = c/2t_0$, where f_r is the resonant frequency, c is the velocity of sound in the stack and t_0 is the weighted thickness of the stack. The resonant frequency of the piezoelectric resonator stack depends on the weighted thickness of the stack rather than the physical thickness because of the different velocity of sound in the materials constituting the stack.

[0027] In a practical example of the FBAR 50 with a resonance at about 1,900 MHz, the substrate 56 is a wafer of single crystal silicon, the piezoelectric layer 52 is a layer of aluminum nitride (AlN) about 2 μm thick and the electrodes 58 and 60 are thin layers of molybdenum about 0.1 μm thick. Molybdenum is the preferred material for the electrodes because, in this embodiment, the electrodes constitute a significant portion of the mass of the piezoelectric resonator stack 62. Thus, the properties of the material of the electrodes have a significant effect on the Q of the piezoelectric resonator stack. Molybdenum has superior acoustic properties to those of common electrode materials such as gold and aluminum, so molybdenum enables the FBAR 50 to have a higher Q than electrodes of other materials. Further details of the structure and fabrication of FBARs are disclosed in the above-mentioned patent and in United States patent application serial no. 09/088,964, assigned to the assignee of this disclosure and incorporated herein by reference.

[0028] Figure 3B shows an equivalent circuit for the FBAR 50. The main reactive component is the shunt capacitance C which is the capacitance of the capacitor formed by the electrodes 58 and 60 and the piezoelectric layer 52. The piezoelectric layer is the dielectric of the shunt capacitor CP . The resistor RP represents the series resistance of the shunt capacitance CP . The inductance LM and the capacitance CM represent the inductance and capacitance of the piezoelectric resonator stack 62. The resistor RM represents the loss in the piezoelectric resonator stack. The resistor RS represents the series electrical resistance of the connections between the terminals 66 and 68 and the piezoelectric resonator stack 62.

[0029] Figure 3C is a graph showing the modulus of the impedance $|Z|$ measured between the terminals 66 and 68 plotted against frequency. As the frequency increases, the impedance gradually falls due to the falling impedance of the shunt capacitance CP . The impedance eventually reaches a minimum at the frequency of the series resonance between the mechanical inductance LM and the mechanical capacitance CM . The impedance then sharply increases and reaches a maximum at the frequency of the parallel resonance between the mechanical inductance LM and the series combination of the mechanical capacitance CM and the shunt capacitance CP . Since shunt capacitance is about 20 times the mechanical capacitance, the frequency difference between the series and parallel resonances is small. The impedance falls steeply as the frequency increases above the frequency of the parallel resonance. References in this disclosure to the resonant frequency of an FBAR should be taken to be references to the frequency of the parallel resonance of the FBAR unless otherwise stated.

[0030] Figure 4 is a schematic block diagram of a first working embodiment 100 of a duplexer according to the invention. It incorporates the transmit FBAR array 102 and the receive FBAR array 104. The duplexer 100 is a three-port device suitable for use in a mobile communication system.

use in a CDMA PCS device and including a transmit port 124, a receive port 126 and an antenna port 128. The duplexer composed of the 90 DEG phase shifter 134, the transmit band-pass filter 130 that includes the transmit FBAR array 102 receive band-pass filter 132 that includes the receive FBAR array 104. The transmit port is connected to the antenna port through the transmit band-pass filter 130. The antenna port is connected to the receive port through the series arrangement 90 DEG phase shifter 134 and receive band-pass filter 132.

[0031] When used in a PCS device, cellular telephone or other transmit/receive apparatus, the antenna port 128 of the du 100 is connected to an antenna (not shown), transmit port 124 is connected to the output of a transmitter (not shown) and receive port 126 is connected to the input of a receiver (not shown) in a circuit arrangement similar to that shown in Fig. The pass bands of the band-pass filters 130 and 132 are respectively centered on the frequency range of the transmit signal generated by the transmitter and that of the receive signal to which the receiver can be tuned. In the example shown, the transmit and receive band-pass filters 130 and 132 are configured such that the high-frequency stop band of the transmit band-pass filter 130 that includes the transmit FBAR array 102 overlaps the pass-band of the receive band-pass filter 132 that includes the receive FBAR array 104 and the low-frequency stop band of the receive band-pass filter overlaps the pass-band of the transmit band-pass filter.

[0032] The structure of the transmit band-pass filter 130 will now be described. The transmit band-pass filter is composed of the transmit FBAR array 102. The transmit FBAR array is composed of the series FBARs 101, 103 and 105 and the shunt FBARs 107 and 109 connected to form a ladder circuit. The series FBARs are connected in series between the transmit port 124 and the antenna port 128, the shunt FBAR 107 is connected between ground and the node between the series FBARs 101 and 103, the shunt FBAR 109 is connected between ground and the node between the series FBARs 103 and 105. Thus, in the example shown, the FBARs 101, 103, 105, 107 and 109 form a $2\frac{1}{2}$ -stage ladder circuit. However, the number of stages in the ladder circuit is not critical to the invention. The number of full stages, each composed of one series FBAR and one shunt FBAR, and the number of half stages, each composed of one series FBAR or one shunt FBAR, in the FBAR array 102 depends on the desired filter characteristics of the transmit band-pass filter 130 and the characteristics of the individual FBARs constituting the transmit FBAR array 102. For example, in one preferred embodiment, the transmit band-pass filter is a two-stage filter including the FBAR 105.

[0033] The structure of the receive band-pass filter 132 will now be described. The receive band-pass filter is composed of the receive FBAR array 104. The receive FBAR array is composed of the series FBARs 111, 113 and 115 and the shunt FBARs 121, 123, 125 and 127 connected to form a ladder circuit. The series FBARs are connected in series between the end of the 90 DEG phase shifter 134 remote from the antenna port 128 and the receive port 126. The shunt FBAR 121 is connected between ground and the node between the series FBAR 111 and the end of the 90 DEG phase shifter 134 remote from the antenna port 128. The shunt FBAR 123 is connected between ground and the node between the series FBARs 111 and 113, the shunt FBAR 125 is connected between ground and the node between the series FBARs 113 and 115 and the shunt FBAR 127 is connected between ground and the node between the series FBAR 115 and the receive port 126. Thus, in the example shown, the FBARs 111, 113, 115, 121, 123, 125 and 127 form a $3\frac{1}{2}$ -stage ladder circuit. However, the number of stages in the ladder circuit is not critical to the invention. The number of full stages and the number of half stages required depends on the desired filter characteristics of the receive band-pass filter 132 and the characteristics of the individual FBARs constituting the receive FBAR array 104.

[0034] Circuits suitable for use as the 90 DEG phase shifter 134 are known in the art. For example, the 90 DEG phase shifter may be composed of lumped inductors and capacitors or a $\lambda/4$ transmission line.

[0035] To design the FBAR arrays 102 and 104 to provide the desired filter characteristics of the transmit and receive band-pass filters 130 and 132, respectively, the inventors used a commercial microwave design simulator called Microwave Design System (MDS), release 7.0 (1996), sold by HP EEsof Corp., Westlake Village, CA. The individual FBARs of each FBAR array were modeled using the modified Butterworth-Van Dyke circuit shown in Figure 3B. The design simulator was used to calculate the area and to calculate the required resonant frequencies of the FBARs in each of the FBAR arrays 102 and 104. The inventors used a physical simulator to model the piezoelectric resonator stack (shown at 62 in Figure 3A) of each FBAR, to characterize the physical properties of the layers constituting the piezoelectric resonator stack and to calculate the thickness of the layers of the piezoelectric resonator stack constituting each FBAR to achieve the required resonant frequencies. The simulator was written in Mathcad 8, sold by MathSoft, Inc., Cambridge, MA, and was based on the model described by W.P. Mason in PHYSICAL ACOUSTICS PRINCIPLES AND METHODS, Vol. 1A, pp. 239-247, Academic Press, New York (1964).

[0036] To provide the desired filter characteristics of the transmit band-pass filter 130 in the duplexer 100 of a CDMA PCS device, the series FBARs 101-105 constituting the transmit FBAR array 102 can all have the same resonant frequency and the shunt FBARs 107 and 109 can both have the same resonant frequency. However, the resonant frequency of the series FBARs can be about 3% higher than that of the shunt FBARs.

[0037] Some applications may require that the filter characteristics of the transmit band-pass filter 130 be different from those provided by an embodiment of the transmit FBAR array 102 in which the series FBARs all have the same resonant frequency and the shunt FBARs all have the same resonant frequency, different from that of the series FBARs. In this case, the transmit FBAR array can be constructed from FBARs collectively having more than two different resonant frequencies.

[0038] The FBAR array 104 used in the receive band-pass filter 132 may also be composed of series FBARs all having the same resonant frequency.

resonant frequency and shunt FBARs all having the same resonant frequency, different from that of the series FBARs. In the duplexer 100 of a CDMA PCS device, the receive band-pass filter 132 is required to attenuate the transmit signal at antenna port 128 to such a low level that the residual transmit signal mixed with the receive signal at the receive port 121 not overload the highly-sensitive low-noise amplifier of the receiver connected to the receive port. Consequently, the transmit signal rejection requirements of the receive band-pass filter 132 are considerably more stringent than the receive signal rejection requirements of the transmit band-pass filter 130. Using present-day FBAR fabrication technology, it is difficult to meet rejection requirement with an embodiment of the receive FBAR array 104 in which series FBARs all have the same resonant frequency and the shunt FBARs all have the same resonant frequency, different from that of the series FBARs.

[0039] To provide the desired filter characteristics of the receive band-pass filter 132 of a CDMA PCS device, in the receive FBAR array 104, not all the shunt FBARs can have the same resonant frequency, although all the series FBARs may have the same resonant frequency. In other words, the FBARs constituting the receive FBAR array should collectively have more than two different resonant frequencies. In some cases, the FBARs constituting the receive FBAR array may all have different resonant frequencies.

[0040] In the example shown, the resonant frequencies of the series FBARs 111, 113 and 115 of the receive FBAR array are about 80 MHz higher than the resonant frequency of the series FBARs 101, 103 and 105 of the transmit FBAR array 102. This interleaves the characteristics of the transmit and receive band-pass filters 130 and 132 as described above.

[0041] Recently, integrated FBAR arrays comprising a number of interconnected FBARs fabricated on a common piezoelectric layer have been demonstrated. Using such integrated FBAR arrays as the transmit FBAR array 102 and the receive FBAR array 104 enables very small embodiments of the duplexer 100 to be fabricated. Figures 5A and 5B illustrate the exemplary FBAR array 70 composed of the six FBARs 72, 73, 74, 75, 76 and 77 interconnected to form a ladder circuit such as is required for the transmit and receive FBAR arrays 102 and 104. As in the single FBAR 50 shown in Figure 3A, the piezoelectric layer 78 is suspended at its periphery over the well 80 defined in the silicon substrate 82. Electrodes 83, 84, 85, 86 and 87 are located on portions of the surface of the piezoelectric layer remote from the substrate. Electrodes 88 and 89, indicated by broken lines in Figure 5A, are located on portions of the surface of the piezoelectric layer facing the substrate. An FBAR exists where the electrodes on opposite surfaces of the piezoelectric layer overlap. For example, the FBAR 72 is defined where the electrodes 83 and 88 overlap.

[0042] As a preferred alternative to a single well 80 formed in the substrate 82, multiple wells, one for each of the FBARs 72-77, are formed in the substrate so that each of the FBARs is suspended over an individual well. Providing an individual well for each of the FBARs increases the Q and reliability of the FBARs.

[0043] The outline of each of the FBARs 72-77 is indicated by a dash-dot line. The outline shapes of the FBARs shown in the drawing are highly stylized to simplify the drawing. Practical FBARs, such as those described in United States patent application serial no. 09/282,082, assigned to the assignee of this disclosure and incorporated herein by reference, have irregular shapes with non-parallel sides of unequal lengths. Irregular shapes and non-parallel sides of unequal lengths reduces the incidence of spurious transverse resonances that would otherwise degrade the frequency response of the FBARs. Moreover, the FBARs constituting the FBAR array 70 are typically of different areas.

[0044] An integrated FBAR array fabricated on a silicon substrate about 0.8 mm square and 0.14 mm thick can be used to provide each of the FBAR arrays 102 and 104 of the duplexer 100.

[0045] The characteristics of the individual FBARs constituting the FBAR arrays 102 and 104 depend on the thickness of the piezoelectric layer and the area and thicknesses of the electrodes of the FBAR. For example, in the integrated FBAR array 70, the characteristics of the FBAR 72 depend on the thickness of the piezoelectric layer 78, the area of overlap between the electrodes 83 and 88, and of the thickness of the electrodes 83 and 88.

[0046] Since the FBARs constituting the FBAR array 70 share the common piezoelectric layer 78, the resonant frequency of each of the FBARs in the array is set by defining the thickness of at least one of the electrodes of the FBAR.

[0047] In an embodiment of the integrated FBAR array 70 for use as an embodiment of the FBAR arrays 102 and 104 in a duplexer, all of the series FBARs have the same resonant frequency and all of the shunt FBARs have the same resonant frequency, different from that of the series FBARs. The resonant frequency of the shunt FBARs is reduced relative to that of the series FBARs by fabricating the shunt FBARs with at least one electrode that is thicker than the corresponding electrode of the series FBARs. The process required to fabricate an integrated FBAR array in which the series FBARs all have the same resonant frequency and the shunt FBARs all have the same resonant frequency, different from that of the series FBARs, is only slightly more complex than that required to fabricate an integrated FBAR array in which all the FBARs have the same resonant frequency.

[0048] In an embodiment of the integrated FBAR array 70 for use in embodiments of the FBAR arrays 102 and 104 in a duplexer, the FBARs collectively have more than two resonant frequencies, such as an embodiment of the receive FBAR array 104 for use in the duplexer of a CDMA PCS device, the electrodes of the FBARs have different thicknesses corresponding in number to the number of different resonant frequencies. Fabricating embodiments of the integrated FBAR array for use as the receive FBAR array 104 in the duplexer of a CDMA PCS device, in which the electrodes collectively have more than two different thicknesses, is only slightly more complex than that required to fabricate an integrated FBAR array in which all the FBARs have the same resonant frequency.

and may have thicknesses corresponding in number to the number of FBARs in the array, is a complex task using present integrated FBAR array fabrication techniques. However, fabricating the receive FBAR array in this manner minimizes the size of the duplexer 100, since the duplexer 100 is composed of only of the two FBAR arrays 102 and 104 and the 90 DEG phase shifter 134. Figure 6 is a schematic block diagram of a second embodiment 200 of a duplexer according to the invention. Compared with the embodiment shown in Figure 4, this embodiment is somewhat larger, but its receive FBAR array 204 is easier and lower in cost to manufacture using present-day integrated FBAR array fabrication techniques. The duplexer 200 has filter characteristics that makes it suitable for use as the duplexer of a CDMA PCS device, yet both the transmit FBAR array 202 and the receive FBAR array 204 are each composed of series FBARs all having the same resonant frequency and shunt FBARs all having the same resonant frequency, different from that of the series FBARs. This enables an integrated FBAR array which the FBARs collectively have only two resonant frequencies to be used as each of the FBAR arrays 202 and 204. Such integrated FBAR arrays can be fabricated by a process that is little more complex than that for fabricating FBAR arrays in which the FBARs all have the same resonant frequency. Elements of the duplexer 200 shown in Figure 6 that correspond to elements of the duplexer shown in Figure 4 are indicated using the same reference numerals and will not be described again here.

[0049] The duplexer 200 is a three-port device having a transmit port 124, a receive port 126 and an antenna port 128 and is composed of the 90 DEG phase shifter 134, the transmit band-pass filter 230 that includes the transmit FBAR array 202 and the receive band-pass filter 232 that includes the receive FBAR array 204. The transmit port is connected to the antenna port through the transmit band-pass filter. The antenna port is connected to the receive port through the series arrangement of the 90 DEG phase shifter and the receive band-pass filter.

[0050] When used in a PCS device, cellular telephone or other transmit/receive apparatus, the antenna port 128 of the duplexer 200 is connected to an antenna (not shown), the transmit port 124 is connected to the output of a transmitter (not shown) and the receive port 126 is connected to the input of a receiver (not shown) in a circuit arrangement similar to that shown in Figure 4. The pass bands of the band-pass filters 230 and 232 are respectively centered on the frequency range of the transmit signal generated by the transmitter and that of the receive signal to which the receiver can be tuned. In the example shown, the band-pass filters 230 and 232 are configured such that the high-frequency stop band of the transmit band-pass filter 230 overlaps the pass band of the receive band-pass filter 232 and the low-frequency stop band of the receive band-pass filter overlaps the pass band of the transmit band-pass filter.

[0051] The receive band-pass filter 232 will now be described. The receive band-pass filter is composed of the receive FBAR array 204, the series auxiliary inductors 241 and 243 and the shunt auxiliary inductors 231, 233, 235 and 237. The receive FBAR array is composed of the series FBARs 211, 213 and 215 and the shunt FBARs 221, 223, 225 and 227 connected in a ladder circuit. The series auxiliary inductor 241, the series FBARs 211, 213 and 215 and the series auxiliary inductor 243 are connected in series between end of the 90 DEG phase shifter 134 remote from the antenna port 128 and the receive port 126. The shunt FBAR 221 and the shunt auxiliary inductor 231 are connected in series between ground and the node between the series auxiliary inductor 241 and the series FBAR 211. The shunt FBAR 223 and the shunt auxiliary inductor 233 are connected in series between ground and the node between the series FBARs 211 and 213. The shunt FBAR 225 and the shunt auxiliary inductor 235 are connected in series between ground and the node between the series FBARs 213 and 215. The shunt FBAR 227 and the shunt auxiliary inductor 237 are connected in series between ground and the node between the series FBAR 215 and the series auxiliary inductor 243. Thus, in the example shown, the FBARs and the auxiliary inductors are connected to provide a 3 1/2 -stage ladder circuit. However, the number of stages in the ladder circuit is not critical to the invention. The number of stages and the number of half stages required depends on the desired filter characteristics of the receive band-pass filter, the characteristics of the individual FBARs constituting the receive FBAR array 204 and the characteristics of the auxiliary inductors.

[0052] In the FBAR array 204, the series FBARs 211, 213 and 215 all have the same resonant frequency and the shunt FBARs 221, 223, 225 and 227 all have the same resonant frequency. In the example shown, the resonant frequency of the series FBARs is about 3% higher than that of the shunt FBARs. When an integrated FBAR array similar to the integrated FBAR array shown in Figures 5A and 5B is used as the FBAR array 204, the difference in the resonant frequencies is obtained by an additional process step that deposits additional metal only on the electrodes of the shunt FBARs to increase their mass.

[0053] Also in the FBAR array 204, the electrodes of the shunt FBARs 221, 223, 225 and 227 that are not connected to the common terminal of the series FBARs 211, 213 and 215 are connected to separate terminals instead of being connected together and to a common terminal. The separate terminals enable the shunt auxiliary inductors 231, 233, 235 and 237 to be connected in series with the shunt FBARs 221, 223, 225 and 227, respectively.

[0054] By examining the modified Butterworth-Van Dyke equivalent circuit of an FBAR shown in Figure 3B, it can be seen that connecting an auxiliary inductor in series with one of the terminals of the FBAR places the auxiliary inductor in series with the mechanical inductance LM and the shunt capacitance CP of the FBAR. Each auxiliary inductance has two main effects: namely, to slightly reduce the frequency of the series resonance of the FBAR, and to introduce an additional series resonance. The auxiliary inductance has a negligible effect on the frequency of the parallel resonance of the FBAR.

[0055] Using the auxiliary inductors 231, 233, 235 and 237 to reduce the frequency of the series resonance of the FBARs 221, 223, 225 and 227 constituting the receive band-pass filter 232 by different amounts provides the receive band-pass filter with ideal frequency characteristics notwithstanding the constraint that all the series FBARs in the FBAR array 204 have the same resonant frequency and all the shunt FBARs in the FBAR array have the same resonant frequency.

[0056] The additional series resonance is between the auxiliary inductance and the shunt capacitance CP. Each additional resonance introduces an additional null in the frequency response of the receive band-pass filter. The value of the auxiliary inductance is designed to set the frequency of the additional resonance to locate the additional null in one of the following frequency regions: the low-frequency end of the transmit band, the cross-over between the transmit band and the receive band, and the high-frequency end of the receive band. The additional nulls in the frequency response of the receive band-pass filter enable practical embodiments to provide an attenuation of greater than 50 dB in parts of the transmit frequency range. The amount of attenuation has not previously been achieved using band-pass filters having a size comparable with that of the pass filters according to the invention.

[0057] The modeling tools described above are used to model the duplexer 200 and to determine the values of the auxiliary inductors 231, 233, 235, 237, 241 and 243 that provide the receive band-pass filter 232 with its desired filter characteristics despite the FBARs constituting the FBAR array 204 only having two different resonant frequencies. In the example shown, the inductance of the auxiliary inductors is in the range of 2-5 nH. This is small compared with that of the mechanical inductance of the FBARs, which is about 80 nH. Consequently, using relatively poor quality inductors as the auxiliary inductors does not significantly degrade the Q of the series resonance of the FBAR.

[0058] In the preferred embodiment, the inductance of each of the shunt auxiliary inductors 231, 233, 235 and 237 was provided by the series combination of the inductance of the respective bonding wire of the package of the FBAR array 204, the inductance of a discrete chip inductor and the inductance of the conductive traces on the printed circuit board on which the FBAR arrays 202 and 204 were mounted to form the duplexer 200. The conductive traces were those connecting a pin on the package to the discrete inductor and connecting the discrete inductor to ground. Moreover, the inductance of the bonding wire of the package of the FBAR array 204 provided at least part of the series auxiliary inductances 241 and 243.

[0059] As noted above, in the example shown, the resonant frequency of the series FBARs 211, 213 and 215 of the receive FBAR array 204 is about 80 MHz higher than that of the series FBARs 101, 103 and 105 of the transmit FBAR array 100. This interleaves the characteristics of the transmit and receive band-pass filters 130 and 232 as described above.

[0060] Not all applications will require that the receive band-pass filter 232 include all of the auxiliary inductors 231, 233, 235, 237, 241 and 243. In such applications, acceptable filter characteristics may be provided by a configuration in which at least one of the shunt FBARs is connected directly to ground, as in the embodiment shown in Figure 4.

[0061] The transmit band-pass filter 230 will now be described. If FBARs are available with a Q high enough to meet the desired filter characteristics of the transmit band-pass filter, a band-pass filter identical to the transmit band-pass filter 130 shown in Figure 4 may be used as the transmit band-pass filter 230. If FBARs with a high-enough Q are not available, or a greater safety margin on the filter characteristics of the transmit band-pass filter is required, a configuration that includes auxiliary inductors, such as that shown in Figure 6, may be used as the transmit band-pass filter. The transmit band-pass filter 230 is composed of the transmit FBAR array 202 and the shunt auxiliary inductors 241 and 243. The transmit FBAR array 202 is composed of the series FBARs 201, 203 and 205 and the shunt FBARs 207 and 209 connected to form a ladder circuit. The series FBARs 201, 203 and 205 are connected in series between the transmit port 124 and the antenna port 128. The shunt FBAR 207 and the shunt auxiliary inductor 241 are connected in series between ground and the node between the series FBARs 201 and 203. The shunt FBAR 209 and the shunt auxiliary inductor 243 are connected in series between ground and the node between the series FBARs 203 and 205. Thus, in the example shown, the FBARs and the auxiliary inductors are connected to provide a 2 1/2 -stage ladder circuit.

[0062] The number of stages in the ladder circuit of the transmit band-pass filter 230 is not critical to the invention. The number of full stages and the number of half stages required depends on the desired filter characteristics of the transmit band-pass filter, the characteristics of the individual FBARs constituting the receive FBAR array 202 and the characteristics of the auxiliary inductors. In one preferred embodiment, the transmit filter is composed of a two-stage ladder circuit that lacks the series inductor 245.

[0063] The effects of the auxiliary inductors on the filter characteristics of the transmit band-pass filter 230 correspond to the above-described effects of the auxiliary inductors on the filter characteristics of the transmit array and will therefore not be described in detail.

[0064] As an alternative to connecting an auxiliary inductor in series with each of the shunt FBARs 207 and 209 of the transmit band-pass filter 230, a single auxiliary inductance may be in series with the common ground path 245 of the shunt FBARs 207 and 209. Connecting a single auxiliary inductance as just described increases the above-band rejection and degrades the below-band rejection of the transmit band-pass filter. Auxiliary inductors connected in series with both shunt FBARs, as shown in Figure 6, increase both the above-band and below-band rejections.

[0065] In a prototype embodiment of the duplexer 200 shown in Figure 6, the insertion loss between the transmit port 124 and the antenna port 128 was less than 3 dB over most of the transmit band. The isolation from the transmit port 124 to the antenna port 126 was greater than 50 dB across most of the transmit band and was greater than 46 dB across the receive band.

[0066] The band-pass filters 230 and 232 constituting the duplexer 200 consistently have a power handling capability of

C.W. across the transmit band.

[0067] The measured characteristics of the prototype FBAR-based duplexer according to the invention meet or exceed the specifications of the CDMA PCS 1,900 MHz ceramic resonator duplexer described by T. Okada, T. Tsujiguchi, and Matsumoto in A Miniaturized Dielectric Monoblock Duplexer for 1.9 GHz Band PCS Telephone System, 96 IEIC TECI REPORT, IEICE, no. 349, (CPMG 96-103), pp. 55-60, (1996). The package dimensions of the prototype FBAR-based duplexer were about 8 mm x 5 mm x 2 mm, so that the volume of the prototype FBAR-based duplexer was about 1/14 that of the mentioned ceramic duplexer. More importantly, the height of the prototype FBAR-based duplexer was about one-third of the ceramic duplexer so that the FBAR-based duplexer is no longer the tallest component on the printed circuit. This is advantageous in thin form-factor applications such as the handsets of PCS devices, cellular telephones or cordless telephones.

[0068] SAW duplexers have approximately the same size as that of the prototype FBAR-based duplexer according to the invention, but SAW technology has yet to achieve the power handling capabilities and high Q needed to meet the roll-off requirements of the CDMA PCS 20 MHz guard band. Consequently, as noted above, more than one SAW filter has to be obtained the required characteristics. This imposes a commensurate increase in the volume of the duplexer.

[0069] In an FBAR-based duplexer according to the invention, the area of the FBARs constituting the respective FBAR determine the characteristic impedance of the duplexer. The characteristic impedance of the duplexer has to be matched characteristic impedance of the antenna. The characteristic impedance of the antenna is typically 50 OMEGA. Designing receive FBAR array 204 for a characteristic impedance of 50 OMEGA results in the shunt FBAR 227 adjacent the receive shifter 134 being substantially smaller in size than the shunt FBARs 223 and 225, and the shunt FBAR 221 adjacent the receive shifter 134 being smaller in size than the shunt FBARs 223 and 225. The smaller size of the shunt FBAR 227 causes it to have a substantially smaller Q than the remaining shunt FBARs. The smaller Q of the FBAR 227 degrades the filter characteristics of the receive band-pass filter 232.

[0070] Figure 7 shows a third embodiment 300 of a duplexer according to the invention. In this embodiment, the receive pass filter 332 has a characteristic impedance of 50 OMEGA, yet the shunt FBAR 337 of the receive FBAR array 304 is composed of elements that are comparable in size and in Q with the shunt FBARs 233 and 235. Elements of the duplexer shown in Figure 7 that correspond to elements of the duplexers shown in Figures 5 and 6 are indicated using the same reference numerals and will not be described again here.

[0071] In the duplexer 300, the shunt impedance is kept about the same as that of the FBAR 227 and the Q is improved by the series arrangement of the two FBARs 351 and 353 that have approximately twice the area of the single FBAR. Thus, FBARs 351 and 353 have twice the area of FBARs 223 and 225, and have higher Qs. As a result, an embodiment of the duplexer 300 having a 50 OMEGA characteristic impedance has filter characteristics that are better than those of an embodiment of the duplexer 200 having a 50 OMEGA characteristic impedance. The series arrangement of the FBARs 351 and 353 tolerates four times more power than the single FBAR 227.

[0072] A further improvement in the filter characteristics of the duplexer 300 is preferably obtained by using the series arrangement of the two FBARs 355 and 357 as the FBAR 321 instead of a single, small-area FBAR.

[0073] Although the series-connected FBARs 351 and 353 and 355 and 357 are described above as being equal in area, it is not critical to the invention. The FBARs 351 and 353 can be different in area, provided that the series-connected FBARs provide the required impedance. However, the highest Q is obtained when the FBARs are equal in area. Moreover, the Q can be increased by using three series-connected FBARs, each having an area approximately three times that of the single FBAR replaced by the three series-connected FBARs.

[0074] Although the invention has been described with respect to embodiments in which the FBAR array is embodied in an integrated FBAR array in which the resonant frequencies of the individual FBARs or groups of FBARs are set by defining the physical thickness of one or both electrodes of the FBARs, this is not critical to the invention. As noted above, the resonant frequency of an FBAR depends on the weighted thickness of its piezoelectric resonator stack. The weighted thickness of the piezoelectric resonator stack differs from the physical thickness of the stack because the velocity of sound differs in the materials of the stack. A weighted thickness, similar in concept to the weighted thickness of the piezoelectric resonator stack, can be assigned to the electrodes of an FBAR. The weighted thickness of the electrodes differs from the physical thickness of the electrodes since it takes account of the velocity of sound in the electrode material. Changing the weighted thickness of either both of the electrodes of the FBAR changes the weighted thickness of the piezoelectric resonator stack of the FBAR, and the resonant frequency of the FBAR. The weighted thickness of the electrodes may be changed by changing the physical thickness of the electrodes, as described above, by changing the electrode material to one in which the velocity of sound is different, or by changing both the electrode thickness and the electrode material. Thus, for example, the FBARs of the integrated FBAR array 70 that constitute the shunt FBARs of the FBAR array 202 can all have the same thickness and the electrodes of the FBARs of the integrated FBAR array 70 that constitute the series FBARs of the FBAR array 202 and the electrodes of the FBARs of the integrated FBAR array 70 that constitute the shunt FBARs of the FBAR array 202 from similar thicknesses and different electrode materials. The velocity of sound in the electrode material of the electrodes of the series FBARs would

lower than that in the electrode material of the electrodes of the shunt FBARs.

[0075] Although this disclosure describes illustrative embodiments of the invention in detail, it is to be understood that the invention is not limited to the precise embodiments described, and that various modifications may be practiced within the scope of the invention defined by the appended claims.

Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

Claims of corresponding document: EP1058383

1. A band-pass filter, comprising:

shunt elements; and
series elements, in which:

the series elements and the shunt elements are connected to form a ladder circuit, and
each of the elements includes a film bulk acoustic resonator (FBAR) having a resonant frequency.

2. The band-pass filter of claim 1, in which the FBARs collectively have two or more different resonant frequencies.

3. The band-pass filter of claim 1, in which the FBARs all have different resonant frequencies.

4. The band-pass filter of one of the preceding claims, in which:

the FBARs included in the series elements all have the same resonant frequency; and
the FBARs included in the shunt elements all have the same resonant frequency, different from the resonant frequency of the FBARs comprised in the series elements.

5. The band-pass filter of any one of the preceding claims, in which the FBAR comprised in one of the shunt elements is
a first FBAR; and
a second FBAR in series with the first FBAR.

6. The band-pass filter of any one of the preceding claims, additionally comprising an auxiliary inductor in series with a common ground connection to two of the shunt elements.

7. The band-pass filter of any one of the preceding claims, in which at least one of the elements additionally comprises an auxiliary inductor in series with the FBAR comprised therein.

8. A duplexer, comprising:

a first port, a second port and a third port;
a first band-pass filter according to any one of claims 1-7 connected between the first port and the third port; and
a series circuit connected between the second port and the third port, the series circuit including a 90 DEG phase shifter with a second band-pass filter according to any one of claims 1-7.

9. The duplexer of claim 8, in which at least one of the elements additionally comprises an auxiliary inductor in series with the FBAR comprised therein.

10. The duplexer of claim 9, in which:

the first band-pass filter and the second band-pass filter each have an upper band limit and a lower band limit, one of the band limit and the lower band limit of the first band-pass filter overlapping the other of the upper band limit and the lower band limit of the second band-pass filter;
the FBAR includes a shunt capacitance; and
the auxiliary inductor has an inductance that has a series resonance with the shunt capacitance at a frequency corresponding to one of the upper band limit and the lower band limit of the first band-pass filter and the upper band limit and the lower band limit of the second band-pass filter.

11. The duplexer of claim 9 or 10, in which the auxiliary inductor is in series with the FBAR comprised in one of the shunt elements.

12. The duplexer of claim 11, in which the one of the shunt elements is one of the shunt elements of the second band-pass

13. An integrated array of film bulk acoustic resonators (FBARs) in which at least one of the FBARs differs in resonant frequency from others of the FBARs, the integrated array comprising:

a piezoelectric layer comprising a first major surface opposite a second major surface;
first electrodes located on the first major surface of the piezoelectric layer; and
second electrodes located on the second major surface of the piezoelectric layer, one of the FBARs being defined at a location where one of the second electrodes overlaps one of the first electrodes, in which:
the electrodes that define the one of the FBARs differing in resonant frequency from the others of the FBARs differ in thickness from others of the electrodes defining the others of the FBARs.

14. The integrated array of claim 13, in which the electrodes defining the one of the FBARs differing in resonant frequency from the others of the FBARs differ in physical thickness from the others of the electrodes.

15. The integrated array of claim 13 or 14, in which:

the FBARs constitute series and shunt elements of a ladder circuit;
the electrodes of the FBARs constituting the series elements have substantially the same weighted thickness; and
the electrodes of the FBARs constituting the shunt elements have substantially the same weighted thickness, different from the weighted thickness of the electrodes of the FBARs constituting the series elements.

Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-24476

(P2001-24476A)

(43) 公開日 平成13年1月28日 (2001.1.28)

(51) Int.Cl.	識別記号	FI	キーワード(参考)
H03H 9/70		H03H 9/70	
	9/25	9/25	A
H04B 1/50		H04B 1/50	

審査請求 未請求 請求項の数1 OL (全14頁)

(21) 出願番号 特願2000-160387(P2000-160387)
 (22) 出願日 平成12年5月30日(2000.5.30)
 (31) 優先権主張番号 09/324618
 (32) 優先日 平成11年6月2日(1999.6.2)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(71) 出願人 399117121
 アジレント・テクノロジーズ・インク
 AGILENT TECHNOLOGIES, INC.
 アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアルト
 ページ・ミル・ロード 395
 (72) 発明者 ボール・ディー・ブラッドリー
 アメリカ合衆国 カリフォルニア州, マウンテン・ビュー (居住地なし)
 (74) 代理人 100105647
 弁理士 小栗 昌平 (外4名)

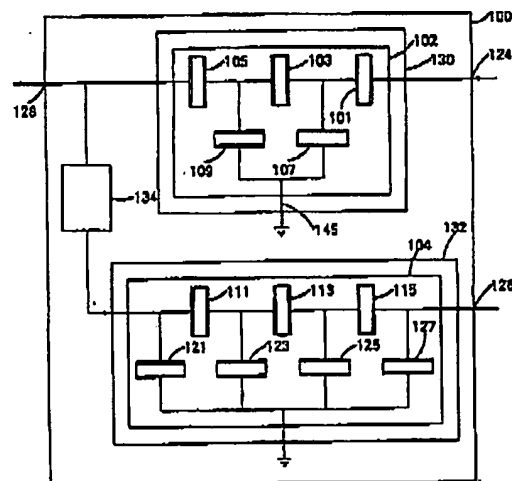
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送受切換器

(57) 【要約】

【課題】 1ワットを超える電力レベルによって送受切換器の信頼性又はフィルタ特性の安定性が損なわれない十分に急峻なフィルタ特性を備え、個別同調を必要としない小型化された送受切換器を提供する。

【解決手段】 本発明は、第1のポート、第2のポート、第3のポート、第1のポートと第3のポートとの間に接続された第1の帯域フィルタ及び第2のポートと第3のポートとの間に接続された直列回路を含むFBARベースの送受切換器を提供する。第1の帯域フィルタには分路素子及び直列素子を備えた第1の梯子型回路が含まれている。第1の梯子型回路の素子には、それぞれ薄膜バルク音波共振器が含まれている。直列回路には、第2の帯域フィルタと直列をなす90°移相器が含まれている。第2の帯域フィルタには分路素子及び直列素子を備えた第2の梯子型回路が含まれている。第2の梯子型回路の素子にはそれぞれFBARが含まれている。



(2)

特開2001-24476

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】第1のポート、第2のポート及び第3のポートと、

前記第1のポートと前記第3のポートとの間に接続され、分路素子及び直列素子を備えた第1の梯子型回路を含んでおり、前記素子のそれぞれに薄膜バルク音波共振器(FBAR)が含まれている第1の帯域フィルタと、前記第2のポートと前記第3のポートとの間に接続され、第2の帯域フィルタと直列をなす90°移相器を備える直列回路と、を備え、

前記第2の帯域フィルタが、分路素子及び直列素子を備え、前記素子のそれぞれが薄膜バルク音波共振器(FBAR)を有する第2の梯子型回路を備えることを特徴とする送受切換器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電子コンポーネントである送受切換器に係り、特に、大電力無線周波回路に用いられる電子コンポーネントである送受切換器に関する。

【0002】

【従来の技術】多くの様々な通信用途において、受信機の入力及び送信機の出力の両方に対して共用信号経路が結合されている。例えば、セルラ電話又はコードレス電話等のトランシーバの場合、受信機の入力及び送信機の出力に対してアンテナを結合することが可能である。このような構成の場合、送受切換器を用いて、共用信号経路と受信機の入力及び送信機の出力とが結合される。送受切換器は、必要な結合を可能にし、同時に、送信機によって発生した変調送信信号が、アンテナから受信機の入力に結合して戻され、受信機に過負荷をかけるのを阻止する。

【0003】既に確立された送受切換器の形態は、半二重送受切換器である。半二重送受切換器については、ニューヨークのアカデミック出版から出版されたサーフェイス・アコースティック・ウェーブ・デバイス・フォー・モバイル・アンド・ワイアレス・コミュニケーションのP253-272(SURFACE ACOUSTIC WAVE DEVICES FOR MOBILE AND WIRELESS COMMUNICATION, pp.253-272, Academic Press, New York(1988))にシー・ケー・キャンベル(C.K.Campbell)氏による解説がある。半二重送受切換器では、スイッチを利用して、時分割的に受信機又は送信機にアンテナを接続する。半二重送受切換器は、優れた結合特性及び減衰特性を備えているが、双方が同時に話す(聞く)ことができないので、電話用途に関しては許容できない解決手法である。

【0004】電話用途に関してより許容可能性の高い形態の送受切換器は、やはり、キャンベル氏による解説にある全二重送受切換器である。全二重送受切換器の利用を可能にするには、送信信号が受信信号と異なる周波数

2

でなければならない。全二重送受切換器にはスイッチがなく、信号の周波数に基づいて受信信号から送信信号を分離する帯域フィルタが組み込まれている。図6は、セルラ電話、パーソナル通信システム(Personal Communication System; 以下、PCSという)又は他の送信装置/受信装置に用いられる従来のフロント・エンド回路10を示すブロック図である。この場合、送信機14の電力増幅器12の出力及び受信機18の低雑音増幅器(Low-Noise Amplifier; 以下、LNAという)16の入力は全二重送受切換器である送受切換器20に接続される。

【0005】送受切換器20は、送信ポート24、受信ポート26及びアンテナ・ポート28を備えた3ポート装置である。アンテナ・ポート28は、帯域フィルタ30を介して送信ポート24に接続され、直列構成をなす90°移相器34及び帯域フィルタ32を介して受信ポート26に接続されている。帯域フィルタ30、32の通過帯域はそれぞれ、送信機14によって生じる送信信号の周波数範囲及び受信機18を同調させることが可能な受信信号の周波数範囲を中心にする。図示の場合、帯域フィルタは、帯域フィルタ30の高周波阻止帯域が帯域フィルタ32の通過帯域と重なり、帯域フィルタ32の低域周波数阻止帯域が帯域フィルタ30の通過帯域に重なるように構成されている。

【0006】送受切換器20を構成する帯域フィルタ30、32の要件は、極めて厳しい。帯域フィルタは、電力増幅器12によって生じる強い送信信号からアンテナ22によって生じる極めて弱い受信信号を分離して、この受信信号を低雑音増幅器16の入力に入力する。一般に、低雑音増幅器16の感度は、約-100dBm程度であり、電力増幅器12は約28dBmの電力を送受切換器に入力することが可能である。この場合、送受切換器は、受信ポートで受信信号と混合された残留送信信号が低雑音増幅器に過負荷をかけるのを阻止するため、アンテナ・ポート28と受信ポート26の間で送信信号を約50dBだけ減衰させなければならない。

【0007】次第に普及しつつある移動電話の1つのタイプが、符号分割多重アクセス(Code Division Multiple Access; 以下、CDMAという)を利用するPCS(以下、CDMA PCSという)である。CDMA PCSについては、ニュージャージー州・ピスカタウェイのIEEE出版によるティー・エス・ラポール氏著のセルラー・ラジオ・アンド・パーソナル・コミュニケーション第2巻のP501-509(T.S.Rapport, ed., CELLULAR RADIO & PERSONAL COMMUNICATIONS, VOL.2, pp.501-509, IEEE Press, Piscataway, NJ, (1996))に解説がある。CDMA PCS装置は、約1900MHzの周波数帯域で動作し、送受切換器の性能に対して特に厳格な要件を課している。送信信号及び受信信号に割り当てられたスペクトル部分間の保護帯域は、搬送波周波数の約1

(3)

特開2001-24476

3

4

%, 20MHzにすぎない。送信号及び受信信号に割り当てられたスペクトル部分の帯域幅は、搬送波周波数の約3%、すなわち、60MHzである。これは、帯域フィルタ30、32が、極めて鋭いロール・オフを備える必要があることを表している。図7は、送信帯域及び受信帯域の基本構成を示す周波数に対する減衰量の特性図である。帯域フィルタ30、32に必要とされる特性がそれぞれ破線36及び線38で示されている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】セルラ電話及びPCS装置は、常に、より小型に、より低コストになるように製造されている。一般に、いくつかのスタック式プリント回路基板は全パッケージ・サイズ内にPCS装置の回路要素を収容するために用いられる。プリント回路基板に取り付けられるコンポーネントは、小型化しなければならないだけでなく、厳格な高さに関する要件を満たさなければならない。制限された高さより高いコンポーネントは、プリント回路基板の間隔をさらにあけることが必要になり、このため、実現可能な実装密度が低下する。また、高さの高すぎるコンポーネントは、少なくとも1つの隣接するプリント回路基板にそれら高すぎるコンポーネントを収容するホールをあける必要があり、実装密度の低下及びアセンブリ・コストの増大の両方をもたらすことになる。

【0009】送受切換器20に関するもう1つの問題

は、その電力処理能力である。送信機14の電力増幅器12は、送受切換器20の送信ポート24に対して1ワットまでの電力を供給することが可能である。説明した小型化が施されると、帯域フィルタ30、32は、破壊されことなく又は使用しているうちにその特性を劣化させることなく電力を供給できなければならない。

【0010】現行世代のPCS装置は、送受切換器20としてセラミック・フィルタを利用している。しかし、このセラミック・フィルタは、約28×8×5mmとかさばり、高さの高すぎるコンポーネントであり、高価である。このようなフィルタのサンプルは、個別に同調が行われてきたことを示し、これがこのような装置のコストの要因となっている。

【0011】表面弾性波(SAW)フィルタは、セルラ電話及びPCS装置において送受切換器としても利用されてきた。例えば、1998年の日本の仙台におけるIEEE国際超音波シンポジウムでのオー・イケダ、エヌ・ニシハラ、ワイ・サトウ、エッチ・フクシマ及びエヌ・ヒリサワ氏らによるデザイン・オブ・アンテナ・デュプレクサ・ユージング・ラダー・タイプ・SAW・フィルタ(O.Ikata,N.Nishihara,Y.Satoh,H.Fukushima,and N.Hiraisawa,A Design of Antenna Duplexer Using Ladder Type SAW Filters,PROC.1998 IEEE INTERNATIONAL ULTRASONICS SYMPOSIUM,SENDAI,JAPAN,paper O-1(Oct.1998))を参照されたい。上記CDMA用途において、十分な電

力処理能力を備えたSAWフィルタのロール・オフは、不十分な急峻さ(steep)である。その代わり、2つのSAWフィルタと電子スイッチとを利用しなければならない。フィルタの一方によって、送信帯域及び受信帯域の上半分がカバーされ、もう一方のフィルタによって、送信帯域及び受信帯域の下半分がカバーされる。電子スイッチによって、送信帯域及び受信帯域のPCS装置が動作している部分に基づいて、適合するフィルタが選択される。したがって、SAWフィルタをベースにした送受切換器は、許容できないほどかさばり、複雑で、高価であり、さらに、送信機出力電力にサージが生じると故障する可能性がある。

【0012】本発明は上記事情にかんがみてなされたものであり、送信帯域と受信帯域との分離が動作周波数のわずか約1%にすぎず、1ワットを超える電力レベルによって送受切換器の信頼性又はフィルタ特性の長期安定性が損なわれることのないCDMA PCS装置等の用途における利用を可能にするのに十分に急峻なフィルタ特性を備える送受切換器を提供することを目的とする。また、本発明のもう1つの目的は、セラミック・フィルタ又はSAWフィルタをベースにした現行の送受切換器よりかなり小型であって、製造コストを低く保つことができるように個別同調を必要としない送受切換器を提供することも目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明は、第1のポート、第2のポート、第3のポート、第1のポートと第3のポートとの間に接続された第1の帯域フィルタ及び第2のポートと第3のポートとの間に接続された直列回路を含むFBARベースの送受切換器を提供する。第1の帯域フィルタには分路素子及び直列素子を備えた第1の梯子型回路が含まれている。第1の梯子型回路の素子には、それぞれ薄膜バルク音波共振器(Film Bulk Acoustic Resonator; 以下、FBARという)が含まれている。直列回路には、第2の帯域フィルタと直列をなす90°移相器が含まれている。第2の帯域フィルタには分路素子及び直列素子を備えた第2の梯子型回路が含まれている。第2の梯子型回路の素子にはそれぞれFBARが含まれている。

【0014】帯域フィルタの少なくとも1つの素子に含まれるFBARは、全体として2つの異なる共振周波数を備えることが可能である。

【0015】帯域フィルタの少なくとも1つの素子に含まれるFBARは、全体として3つ以上の異なる共振周波数を備えることが可能である。

【0016】帯域フィルタの少なくとも1つの素子に含まれるFBARは、全て、異なる共振周波数を備えることが可能である。

【0017】帯域フィルタの素子の少なくとも1つは、さらに、それに含まれるFBARと直列をなす補助イン

50

(4)

特開2001-24476

5

6

ダクタを含むことが可能である。

【0018】帯域フィルタの少なくとも1つの直列素子に含まれるFBARは、全て、同じ共振周波数を備えることが可能であり、帯域フィルタの少なくとも1つの分路素子に含まれるFBARは、全て、直列素子に含まれるFBARの共振周波数とは異なる、同一の共振周波数を備えることが可能である。

【0019】補助インダクタと直列をなすFBARには、分路キャパシタンスが含まれており、補助インダクタは、第1の帯域フィルタの帯域上限、第1の帯域フィルタの帯域下限、第2の帯域フィルタの帯域上限又は第2の帯域フィルタの帯域下限に対応する周波数において、分路キャパシタンスと直列共振を生じるインダクタンスを備えている。

【0020】送受切換器には、さらに、帯域通過フィルタの少なくとも1つにおける2つの分路素子に対する共通接地接続と直列をなす補助インダクタンスを含むことが可能である。

【0021】分路素子の1つに含まれるFBARは、直列をなす第1のFBAR及び第2のFBARを含むことが可能である。

【0022】本発明によれば、また、分路素子及び直列素子を含み、直列素子及び分路素子が接続されて梯子型回路を形成し、素子のそれぞれにFBARが含まれている帯域フィルタも得られる。

【0023】最後に、本発明は、FBARの少なくとも1つが、他のFBARと共振周波数が異なるFBARの集積アレイを提供する。集積アレイには、第2の主表面と向かい合った第1の主表面を含む圧電層が含まれている。集積アレイには、さらに、圧電層の第1の主表面に配置された第1の電極と、圧電層の第2の主表面に配置された第2の電極が含まれている。FBARの1つは、第2の電極の1つが第1の電極の1つと重なる位置のそれぞれにおいて形成される。他のFBARと共振周波数が異なるFBARの1つを形成する電極は、他のFBARを形成する他の電極と重み付き厚さ(weighted thickness)が異なっている。

【0024】

【発明の実施の形態】近年の特許文献には、FBARが記載がある。例えば、本発明の譲受人に譲渡された米国特許第5,587,620号公報(本明細書において援用する)には、FBARの記載がある。図1(a)は、FBAR50を示す断面図である。

【0025】FBAR50は、基板56に形成されたウェル54の上に、その周縁で吊られた(suspend)圧電層52を備えて構成される。圧電素子のウェル54の上に重なる部分の対向表面には、電極58,60が配置されている。電極58,60には、それぞれ、端子66,68を介して電氣的接続が施される。圧電層52及び電極58,60は、圧電共振器スタック62を形成している。

圧電共振器スタックは、電極間に印加される電圧の大きさ及び方向にตอบสนองして、矢印84で表示される方向に伸張及び収縮する。

【0026】圧電層52と電極58,60とを備えて構成される圧電共振器スタック62は、その周縁で吊られており、その主表面が両方とも空気、他の周囲ガス又は真空と接している場合、圧電共振器スタックはQの高い音波共振器を形成する。端子66,68を介して電極58,60に加えられる交流信号は、圧電共振器スタックにおける音速をスタックの重み付き厚さの2倍で割った値に等しい周波数を備えている。すなわち、 $f_r = c/2t$ 。(ここで、 f_r は共振周波数であり、 c はスタック内における音速であり、 t はスタックの重み付き厚さである)の場合、その信号によって、圧電共振器スタックが共振する。圧電共振器スタックの共振周波数は、スタックを構成する材料内における音速がそれぞれ異なるため、物理的厚さではなく、重み付き厚さによって決まる。

【0027】約1900MHzで共振が生じるFBAR50の例の場合、基板56は単結晶シリコンのウェーハであり、圧電層52は厚さが約2 μ mの窒化アルミニウム(AlN)の層であり、電極58,60は厚さが約0.1 μ mのモリブデンの層である。この薄膜において、電極は圧電共振器スタック62の質量のかかなりの部分を構成するので、モリブデンは電極に関して望ましい材料である。したがって、電極材料の音響特性は圧電共振器スタックのQにかなりの影響を与える。金及びアルミニウム等の一般的な電極材料に比べて、モリブデンは優れた音響特性を備えており、材質がモリブデンの電極によってFBAR50は他の材料の電極よりも高いQを有することが可能になる。FBARの構造及び製作に関するさらなる詳細については、上記特許公報及び本発明の譲受人に譲渡された米国特許出願第09/088,964号公報(本明細書において援用する)に開示されている。

【0028】図1(b)は、FBAR50の等価回路を示す回路図である。主リアクタンス成分は、電極58,60及び圧電層52によって形成されるコンデンサのキャパシタンスである分路キャパシタンス C_p である。圧電層は分路コンデンサ C_p の誘電体である。抵抗器 R は、分路キャパシタンス C_p の直列抵抗を表している。インダクタンス L_s 及びキャパシタンス C_s は、圧電共振器スタック62のインダクタンス及びキャパシタンスを表している。抵抗器 R_s は、圧電共振器スタックの損失を表している。抵抗器 R_t は、端子66,68と圧電共振器スタック62との間における接続の直列電気抵抗を表している。

【0029】図1(c)は、端子66と端子68との間において測定されるインピーダンス $|Z|$ 係数と周波数との関係を示す特性図である。周波数が増加するにつれ

(5)

特開2001-24476

7

8

て、インピーダンスは分路キャパシタンスC₀のインピーダンス降下のために漸次降下する。インピーダンスは、最終的には、機械的インダクタンスL₀と機械的キャパシタンスC₀との間の直列共振周波数で最低値に到達する。その後、インピーダンスは急激に上昇し、機械的インダクタンスL₀及び直列に組み合わせられた機械的キャパシタンスC₀と分路キャパシタンスC₀との間の並列共振周波数で最高値に到達する。分路キャパシタンスは機械的キャパシタンスの約20倍であるため、直列共振と並列共振との周波数差は小さい。周波数が並列共振周波数を超えると、インピーダンスは急激な降下を示す。この開示においてFBARの共振周波数に言及する場合、別段の記述のない限り、FBARの並列共振周波数について言及したものと解釈すべきである。

【0030】図2は、本発明の第1の実施形態に係る送信FBARアレイ102及び受信FBARアレイ104を組み込んだ送受切換器を示す回路図である。送受切換器100は、CDMA PCS装置に用いるのに適した送信ポート124、受信ポート128及びアンテナ・ポート128を含む3ポート装置である。送受切換器は、90°移相器134、送信FBARアレイ102を含む送信帯域フィルタ130及び受信FBARアレイ104を含む受信帯域フィルタ132を備えて構成されている。送信ポート124は、送信帯域フィルタ130を介してアンテナ・ポート128に接続されている。アンテナ・ポート128は、直列構成をなす90°移相器134及び受信帯域フィルタ132を介して、受信ポート128に接続されている。

【0031】PCS装置、セルラ電話又は他の送信/受信装置に用いられる場合、図2に示す回路と同様の回路構成において、送受切換器100のアンテナ・ポート128はアンテナ（図示せず）に接続され、送信ポート124は送信機（図示せず）の出力に接続され、受信ポート126は受信機（図示せず）の入力に接続される。帯域フィルタ130及び132の通過帯域は、それぞれ、送信機によって生じる送信信号の周波数範囲及び受信機を同調させることが可能な受信信号の周波数範囲を中心にする。図示の例の場合、送信及び受信帯域フィルタ130及び132は、送信FBARアレイ102を含む送信帯域フィルタ130の高周波阻止帯域が、受信FBARアレイ104を含む受信帯域フィルタ132の通過帯域と重なり、受信帯域フィルタ132の低周波阻止帯域が、送信帯域フィルタ130の通過帯域に重なるように構成されている。

【0032】次に、送信帯域フィルタ130の構造について説明する。送信帯域フィルタは、送信FBARアレイ102を備えて構成されている。送信FBARアレイ102は、梯子型回路を形成するように接続された直列FBAR101、103、105と分路FBAR107、109とを備えて構成されている。直列FBARは

送信ポート124とアンテナ・ポート128との間に直列に接続されており、分路FBAR107は、アースと直列FBAR103及び直列FBAR105の間のノードとの間に接続されている。したがって、図示の例の場合、FBAR101、103、105、107、109は、2 1/2段の梯子型回路を形成している。しかし、梯子型回路における段数は、本発明にとって重要なものではない。FBARアレイ102において、1つの直列FBARと1つの分路FBARとでそれぞれ構成される全段の数及び1つの直列FBAR又は1つの分路FBARでそれぞれ構成される半段の数は、送信帯域フィルタ130の所望のフィルタ特性及び送信FBARアレイ102を構成する個々のFBARの特性によって決まる。例えば、好適には、送信帯域フィルタはFBAR105のない2段フィルタである。

【0033】次に、受信帯域フィルタ132の構造について説明する。受信帯域フィルタ132は、受信FBARアレイ104を備えて構成されている。受信FBARアレイ104は、梯子型回路を形成するように接続された直列FBAR111、113、115と分路FBAR121、123、125、127とを備えて構成されている。直列FBARは、アンテナ・ポート128から遠隔の90°移相器134の端部と受信ポート126との間に直列に接続されている。分路FBAR121は、アースと直列FBAR111及びアンテナ・ポート128から遠隔の90°移相器134の端部の間のノードとの間に接続されている。分路FBAR123はアースと直列FBAR111及び直列FBAR113間のノードとの間に接続されており、分路FBAR125はアースと直列FBAR113及び直列FBAR115間のノードとの間に接続されており、分路FBAR127はアースと直列FBAR115及び受信ポート126の間のノードとの間に接続されている。したがって、図示の例の場合、FBAR111、113、115、121、123、125、127は、3 1/2段の梯子型回路を形成している。しかし、梯子型回路における段数は本発明にとって重要なものではない。必要とされる全段の数及び半段の数は受信帯域フィルタ132の所望のフィルタ特性及び受信FBARアレイ104を構成する個々のFBARの特性によって決まる。

【0034】90°移相器134として用いるのに適した回路は当該技術において周知である。例えば、90°移相器134は、集中インダクタ及びコンデンサ又はλ/4伝送ラインを備えて構成することが可能である。

【0035】それぞれ、送信帯域フィルタ130及び受信帯域フィルタ132の所望のフィルタ特性が得られるようにFBARアレイ102及び104の設計を行うため、発明者は、カリフォルニア州・ウェストレイク・ビレッジのHP EEs of Corp. によって販売されているマイクロウェーブ・デザイン・システム（MD

9

S) (Microwave Design System(MDS), release 7.0(1996))と呼ばれる市販のマイクロ波設計シミュレータを利用した。各FBARアレイの個々のFBARは、図1(b)に示す修正されたバターワース・ダイク回路(Butterworth-VanDyke circuit)を用いてモデル化された。この設計シミュレータは、面積を最適化し、FBARアレイ102、104のそれぞれにおけるFBARの必要とされる共振周波数を計算するために利用された。発明者は、物理的シミュレータを用いて各FBARの圧電共振器スタック(図1(a)に符号62で示す)をモデル化し、圧電共振器スタックを構成する層の物理的特性を明らかにし、必要とされる共振周波数を実現する。各FBARを構成する圧電共振器スタック層の厚さを計算した。このシミュレータについては、マサチューセッツ州ケンブリッジのマスソフト・インク(Mathsoft, Inc.)によって販売されているマス・キャド8(Mathcad 8)に記載があり、1984年にニューヨーク州のアカデミック出版から出版された「フィジカル・アコースティック・プリンシプル・アンド・メソッド 第1.1A集」(PHYSICAL ACOUSTICS PRINCIPLES AND METHODS, Vol. 1A, pp. 239-247, Academic Press, New York(1964))においてダブリュ・ピー・マソン(W. P. Mason)氏によって解説されたモデルをベースにしたものである。

【0036】CDMA PCS装置の送受切替器100の送信帯域フィルタ130の所望のフィルタ特性が得るため、送信FBARアレイ102を構成する直列FBAR101~105は全て同じ共振周波数を備えることが可能であり、分路FBAR107及び109は両方とも同じ共振周波数を備えることが可能である。しかし、直列FBARの共振周波数は分路FBARの共振周波数より約3%高い。

【0037】全ての直列FBARが同じ共振周波数を備え、全ての分路FBARが直列FBARの共振周波数とは異なる、同一共振周波数を備えている送信FBARアレイ102によって得られるフィルタ特性とは異なる送信帯域フィルタ130のフィルタ特性が用途によっては必要になる場合もある。この場合、送信FBARアレイは全体として2つ以上の異なる共振周波数を有するFBARを備えて構成することが可能である。

【0038】受信帯域フィルタ132に用いられるFBARアレイ104は、全て同じ共振周波数を備える直列FBARと、全て直列FBARの共振周波数とは異なる、同一共振周波数を備える分路FBARとを備えて構成することも可能である。しかし、CDMA PCS装置の送受切替器100の場合、受信帯域フィルタ132は、受信ポート126における受信信号と混合される残留送信信号によって、受信ポートに接続された受信機の高感度で低雑音の増幅器に過負荷が加えられることがないほどの低レベルまで、アンテナ・ポート128にお

(6)

特開2001-24476

10

る送信信号を減衰させることが必要になる。したがって、受信帯域フィルタ132の送信信号除波要件は、送信帯域フィルタ130の受信信号除波要件よりもかなり厳しいものになる。今日のFBAR製作技術を利用すると、直列FBARが全て同じ共振周波数を備え、分路FBARが全て直列FBARの共振周波数とは異なる同じ共振周波数を備える受信FBARアレイ104の実施形態に関する除波要件を満たすのは困難である。

【0039】受信FBARアレイ104において、CDMA PCS装置の受信帯域フィルタ132が所望のフィルタ特性が得られるようにするために、全ての分路FBARが、同じ共振周波数を備えるわけではないが、直列FBARは全て同じ共振周波数を備えることが可能である。換言すれば、受信FBARアレイを構成するFBARは、全体として3つ以上の異なる共振周波数を備えることが望ましい。場合によっては、受信FBARアレイを構成するFBARが全て異なる共振周波数を備えることも可能である。

【0040】図示の例の場合、受信FBARアレイ104の直列FBAR111、113、115の共振周波数は、後述するように、送信帯域フィルタ130及び受信帯域フィルタ132の特性をインターリーブするため、送信FBARアレイ102の直列FBAR101、103、105の共振周波数よりも約80MHz高い。

【0041】最近になって、一般的な圧電層上に製作されたいくつかの相互接続FBARを備える集積FBARアレイが製造されている。送信FBARアレイ102及び受信FBARアレイ104として、このような集積FBARアレイを用いることによって、極めて小さい送受切替器100の製作が具体化可能になる。図3(a)及び図3(b)は、FBARアレイ102及び104に必要なとされるような梯子型回路を形成するように相互接続された6つのFBAR72、73、74、75、76、77を備えて構成されるFBARアレイ70を示す構造図である。図1(a)に示す単一FBAR50と同様に、圧電層78がシリコン基板82上に形成されたウェル80の上に、その周縁で吊られている。電極83、84、85、86、87が圧電層表面の基板から遠隔の部分に配置されている。図3(a)に破線で示された電極88及び電極89が、圧電層表面の基板に面した部分に配置されている。FBARは圧電層の両側表面の電極が重なるところに形成される。例えば、FBAR72は電極83及び電極88が重なるところに形成されている。

【0042】基板82に形成された単一ウェル80に対する好適な代替案として、基板にFBAR72~77のそれぞれに1つずつの複数ウェルを形成すると、FBARはそれぞれ個々のウェルの上に吊られることになる。FBARのそれぞれに個別のウェルを設けることによって、FBARのQが高くなり、信頼性が向上する。

【0043】FBAR72~77のそれぞれの概略が鎖

11

線で示されている。図3に示すFBARの輪郭形状は、図面を単純化するためにかなり様式化されている。本開示の読者に譲渡され、参考のために本明細書に組み込まれている米国特許出願第09/282,082号公報に記載されているように、実際のFBARは、形状が不規則であり、長さの異なる非平行側面を備えている。不規則な形状と、長さの異なる非平行側面のため、別様であれば、FBARの周波数応答を劣化させることになるスプリアス槽方向共振の発生が減少する。さらに、FBARアレイ70を構成するFBARは、一般に、面積が異なっている。

【0044】約0.8平方mmで、厚さ0.14mmのシリコン基板上に製作される集積FBARアレイを用いて、それぞれ送受切換器100のFBARアレイ102及び104を得ることが可能である。

【0045】FBARアレイ102及びFBARアレイ104を構成する個別FBARの特性は、圧電層の厚さ並びにFBARの電極の面積及び厚さによって決まる。例えば、集積FBARアレイ70の場合、FBAR72の特性は、圧電層78の厚さ、電極83と電極88との間における垂なり面積及び電極83及び電極88の厚さによって決まる。

【0046】FBARアレイ70を構成するFBARは、共通圧電層78を共用しているので、アレイ内におけるFBARのそれぞれの共振周波数は、FBARの電極の少なくとも1つの厚さを決めることによって設定される。

【0047】全ての直列FBARが同じ共振周波数を備えており、そして、全ての分路FBARが同じ共振周波数を備えかつその共振周波数が直列FBARの共振周波数とは異なる、FBARアレイ102及び104の実施態様として用いられる集積FBARアレイ70の実施態様では、少なくとも1つの電極が分路FBARの対応する電極よりも厚くなるように分路FBARを製作することによって、分路FBARの共振周波数が直列FBARの共振周波数に対して低下する。全ての直列FBARが同じ共振周波数を備え、そして、全ての分路FBARが同じ共振周波数を備えかつその共振周波数が直列FBARの共振周波数とは異なる、集積FBARアレイの製作に必要とされるプロセスは、全てのFBARが同じ共振周波数を備える集積FBARアレイの製作に必要とされるプロセスよりもほんの少し複雑である。

【0048】FBARが、全体として、CDMA PCS装置の送受切換器に用いられる受信FBARアレイ104の実施態様のように、3つ以上の共振周波数を備えるFBARアレイ102及び104の実施態様に用いられるFBARアレイ70の実施態様では、FBARの電極は異なる共振周波数の数に対応する数の異なる厚さを備えている。今日の集積FBARアレイ製作技術を用いて、電極が全体として3つ以上の異なる厚さを備え、ア

(7)

特開2001-24478

12

レイにおけるFBARの数に対応する数の厚さを備えることが可能な、CDMA PCS装置の送受切換器における受信FBARアレイ104として用いられる集積FBARアレイの実施態様を製作することは困難である。しかし、このようにして受信FBARアレイを製作すると、送受切換器100は、2つのFBARアレイ102及び104と90°移相器134だけから構成されるので、送受切換器100のサイズが最小限に抑えられる。図4は、本発明の第2の実施形態に係る送受切換器を示す回路図である。本実施形態は、図2に示す実施形態と比較すると、幾分大きい、その受信FBARアレイ204は、今日の集積FBARアレイ製作技術を用いて製作するのが容易であり、コストも低い。送受切換器200は、CDMA PCS装置の送受切換器としての利用に適したものにフィルタ特性を備えているが、送信FBARアレイ202及び受信FBARアレイ204は、両方とも、全てが同じ共振周波数を備える直列FBARと、全てが、直列FBARの共振周波数とは異なる、同じ共振周波数を備える分路FBARとを備えてそれぞれ構成されている。これによって、FBARが全体として2つの共振周波数だけしか備えていない集積FBARを、FBARアレイ202及び204のそれぞれとして用いることが可能になる。こうした集積FBARアレイは、FBARの全てが同じ共振周波数を備えているFBARアレイを製作するためのプロセスと比べて、複雑さがほとんど変わらないプロセスによって製作することが可能である。図2及び図4と重複する部分には同一の符号を付して説明を省略する。

【0049】送受切換器200は、送信ポート124、受信ポート126及びアンテナ・ポート128を備えた3ポート装置であり、90°移相器134、送信FBARアレイ202を有する送信帯域フィルタ230及び受信FBARアレイ204を含む受信帯域フィルタ232を備えて構成されている。送信ポート124は、送信帯域フィルタを介してアンテナ・ポート128に接続されている。アンテナ・ポート128は、直列構成をなす90°移相器及び受信帯域フィルタを介して受信ポート126に接続されている。

【0050】PCS装置、セルラ電話又は他の送信/受信装置に用いられる場合、図2に示すものと同様の回路構成において、送受切換器200のアンテナ・ポート128はアンテナ（図示せず）に接続され、送信ポート124は送信機（図示せず）の出力に接続され、受信ポート126は、受信機（図示せず）の入力に接続される。帯域フィルタ230及び232の通過帯域は、それぞれ、送信機によって生じる送信信号の周波数範囲及び受信機を同調させることが可能な受信信号の周波数範囲を中心にする。図示の例の場合、帯域フィルタ230及び232は、送信帯域フィルタ230の高周波阻止帯域が、受信帯域フィルタ232の通過帯域と重なり、受信

50

(8)

特開2001-24476

13

帯域フィルタの低周波阻止帯域が、送信帯域フィルタの通過帯域と重なるように構成されている。

【0051】次に、受信帯域フィルタ232について説明する。受信帯域フィルタは、受信FBARアレイ204、直列補助インダクタ241、243及び分路補助インダクタ231、233、235、237を備えて構成されている。受信FBARアレイは、梯子型回路を形成するように接続された直列FBAR211、213、215と、分路FBAR221、223、225、227とを備えて構成されている。直列補助インダクタ241、直列FBAR211、213、215及び直列補助インダクタ243は、アンテナ・ポート128から遠隔の90°移相器134の端部と受信ポート126との間に直列に接続されている。分路FBAR221及び分路補助インダクタ231は、アースと直列補助インダクタ141及び直列FBAR211間のノードとの間に直列に接続されている。分路FBAR223及び分路補助インダクタ233は、アースと直列FBAR211及び213間のノードとの間に直列に接続されている。分路FBAR225及び分路補助インダクタ235は、アースと直列FBAR213及び215間のノードとの間に直列に接続されている。分路FBAR227及び分路補助インダクタ237は、アースと直列FBAR215及び直列補助インダクタ243間のノードとの間に直列に接続されている。したがって、図4の場合、FBAR及び補助インダクタは、31/2段梯子型回路をなすように接続されている。しかし、梯子型回路の段数は、本発明にとって重要ではない。必要とされる全段の数及び半段の数は、受信帯域フィルタ232の所望のフィルタ特性、受信FBARアレイ204を構成する個別FBARの特性及び補助インダクタの特性によって決まる。

【0052】FBARアレイ204の場合、直列FBAR211、213、215は、全て同じ共振周波数を備え、分路FBAR221、223、225、227は、全て同じ共振周波数を備えている。図4の場合、直列FBARの共振周波数は、分路FBARの共振周波数より約3%高い。図3(a)及び図3(b)に示す集積FBARアレイ70と同様の集積FBARアレイが、FBAR204として用いられる場合、共振周波数の差は、それらの質量を増加させるために分路FBARの電極だけに追加金属を堆積させる追加ステップによって得られる。

【0053】FBARアレイ204で示すように、直列FBAR211、213、215の1つに接続されない分路FBAR221、223、225、227の電極は、まとめて共通端子に接続されるのではなく、独立した端子に接続される。独立した端子によって、分路補助インダクタ231、233、235、237は、それぞれ、分路FBAR221、223、225、227と直列に接続することが可能になる。

14

【0054】図1(b)に示すFBARの修正されたバタワースーバン・ダイク等価回路を検査することによって分かるように、補助インダクタをFBARの端子の1つに直列に接続することによって、補助インダクタはFBARの機械的インダクタンス L_m 及び分路キャパシタンス C_p の両方に対して直列になる。各補助インダクタンスには2つの主たる効果、すなわち、FBARの直列共振周波数をわずかに低下させる効果と、追加直列共振を生じさせる効果がある。補助インダクタンスはFBARの並列共振周波数に対してごくわずかな影響しか及ぼさない。

【0055】補助インダクタ231、233、235、237を用いて、受信帯域フィルタ232を構成するFBAR221、223、225、227の直列共振周波数を異なる量ずつ低下させると、FBARアレイ204における全ての直列FBARが、同じ共振周波数を備え、FBARアレイにおける全ての分路FBARが、同じ共振周波数を備えるという制約条件にもかかわらず、理想の周波数特性を備えた受信帯域フィルタが得られる。

【0056】追加直列共振は、補助インダクタンスと分路キャパシタンス C_p との間に生じる。各追加直列共振によって、受信帯域フィルタの周波数応答にゼロが追加される(additional null)。補助インダクタンスの値は、追加共振周波数を設定し、下記の周波数領域の1つにゼロを追加するように企図されている：送信帯域の低周波数端、送信帯域と受信帯域のクロスオーバー領域及び受信帯域の高周波数端。受信帯域フィルタの周波数応答にゼロを追加することによって、実際の実施態様は、送信周波数範囲において部分的に50dBを超える減衰を生じさせることが可能になる。この減衰量は、これまで、本発明による帯域フィルタと同等のサイズを備えた帯域フィルタを用いて実現されることはなかった。

【0057】上記のモデル化ツールは、送受切換器200をモデル化し、FBARアレイ204を構成するFBARが、2つの異なる共振周波数だけしか備えていないにもかかわらず、受信帯域フィルタ232にその所望のフィルタ特性を提供する補助インダクタ231、233、235、237、241、243の値を決定するために利用される。図4の場合、補助インダクタのインダクタンスは、2~5nHの範囲内である。これは、約80nHであるFBARの機械的インダクタンス L_m に比べて小さい。したがって、補助インダクタとして比較的低品質のインダクタを利用しても、FBARの直列共振のQが大幅に劣化することはない。

【0058】好適には、各分路補助インダクタ231、233、235、237のそれぞれのインダクタンスは、FBARアレイ204のパッケージのそれぞれのボンディング・ワイヤのインダクタンス、個別チップ・インダクタのインダクタンス及びFBARアレイ202及

(9)

特開2001-24478

15

びF BARアレイ204が送受切換器200を形成するように取り付けられたプリント回路基板の導電性トレースのインダクタンスとを直列に組み合わせることによって得られた。導電性トレースは、パッケージのピンを個別インダクタに接続し、個別インダクタをアースに接続するトレースであった。さらに、F BARアレイ204のパッケージのボンディング・ワイヤに関するインダクタンスは、直列補助インダクタンス241及び243の少なくとも一部において得られた。

【0059】上記のように、図4の場合、受信F BARアレイ204の直列F BAR211、213、215の共振周波数は、上記の送信帯域フィルタ130及び受信帯域フィルタ132の特性をインターリーブするため、送信F BARアレイ102の直列F BAR101、103、105の共振周波数より約80MHz高い。

【0060】全ての用途において、受信帯域フィルタ232に、補助インダクタ231、233、235、237、241、243の全てが含まれている必要はない。こうした用途の場合、図2に示す第1の実施形態のように、分路F BARの少なくとも1つが直接アースに接続される構成によって、許容可能なフィルタ特性を得ることが可能である。

【0061】次に、送信帯域フィルタ230について説明する。送信帯域フィルタの所望のフィルタ特性を満たすのに十分な高さのQを備えたF BARが利用可能であれば、送信帯域フィルタ230として、図2に示す送信帯域フィルタ130と同じ帯域フィルタを利用することが可能になる。十分な高さのQを備えたF BARが利用できない場合、あるいは、送信帯域フィルタのフィルタ特性に関してより大きい安全余裕度が必要とされる場合、送信帯域フィルタとして、図4に示すような分路補助インダクタを含む構成を利用することが可能である。送信F BARアレイは、梯子型回路を形成するように接続された直列F BAR201、203、205と分路F BAR207、209とを備えて構成されている。直列F BAR201、203、205は、送信ポート124とアンテナ・ポート128との間に直列に接続される。分路F BAR207及び分路補助インダクタ241は、アースと直列F BAR201及び203間のノードとの間に直列に接続される。分路F BAR209及び分路補助インダクタ243は、アースと直列F BAR203及び205間のノードとの間に直列に接続される。したがって、図4の場合、F BAR及び補助インダクタを接続することによって、2 $\frac{1}{2}$ 段梯子型回路が得られる。

【0062】送信帯域フィルタ230の梯子型回路における段数は、本発明にとって重要ではない。必要とされる全段の数及び半段の数は、送信帯域フィルタの所望のフィルタ特性、受信F BARアレイ202を構成する個々のF BARの特性及び補助インダクタの特性によって決まる。好適には、送信フィルタは直列F BAR205

16

のない2段梯子型回路を備えて構成される。

【0063】送信帯域フィルタ230のフィルタ特性に対する補助インダクタの影響は、送信アレイのフィルタ特性に対する補助インダクタの上記の影響に相当するため、詳細な説明は控えることにする。

【0064】補助インダクタと送信帯域フィルタ230の分路F BAR207及び209のそれぞれとの直列接続の代替案として、単一補助インダクタンスと分路F BAR107及び109の共通アース経路245を直列にすることも可能である。説明した単一補助インダクタンスを接続することによって、送信帯域フィルタの帯域より高い成分の除波が向上し、帯域より低い成分の除波が劣化する。図4に示すように、補助インダクタと両方の分路F BARが直列に接続されると、帯域より高い成分と帯域より低い成分の除波が両方とも向上する。

【0065】図4に示す送受切換器200のプロトタイプの実施態様では、送信ポート124とアンテナ・ポート128との間の挿入損失が、送信帯域の大部分にわたって3dB未満であった。送信ポート124から受信ポート126までの分離は、送信帯域の大部分にわたって50dBを超え、受信帯域にわたって46dBを超えた。

【0066】送受切換器200を構成する帯域通過フィルタ230及び232は、送信帯域にわたって2ワットC. W. の電力処理能力を一貫して備えている。

【0067】本発明によるプロトタイプのF BARをベースにした送受切換器は、(A Miniaturized Dielectric Monoblock Duplexer for 1.9 GHz Band PCS Telephone System, 96 IEICE, no.349(CPMC 960103), pp55-60(1996))において、ティー・オカダ氏、ティー・ツジグチ氏及びエッチ・マツモト氏(T. Okada, T. Tsujiguchi, and H. Matsumoto)によって解説されたCDMA PCSの1900MHzセラミック共振器による送受切換器の仕様の多くに合致するか、又は、それを超える。プロトタイプのF BARをベースにした送受切換器のパッケージ寸法は、約8mm×5mm×2mmであり、したがって、プロトタイプのF BARをベースにした送受切換器の体積は、上記セラミック送受切換器の約1/14になる。より重要なことは、プロトタイプのF BARをベースにした送受切換器の高さが、セラミック送受切換器の約1/3になるので、F BARをベースにした送受切換器は、もはやプリント回路基板において最も高さの高いコンポーネントではないという点である。これは、PCS装置、セルラ電話又はコードレス電話の送受器のような薄い形状係数の用途において有利である。

【0068】SAW送受切換器は、本発明によるプロトタイプのF BARをベースにした送受切換器とはほぼ同じサイズを備えているが、SAW技術では、まだ、CDMA PCSの20MHz保護帯域のロール・オフ要件を満たすのに必要な電力処理能力及び高いQが実現されてい

(10)

特開2001-24476

17

ない。したがって、上記のように、必要な特性を得るためには、2つ以上のSAWフィルタを利用しなければならない。このため、送受切換器の体積がそれに比例して増大せざるを得なくなる。

【0069】本発明によるFBARベースの送受切換器では、それぞれのFBARアレイを構成するFBARの面積によって、送受切換器の特性インピーダンスが決まる。送受切換器の特性インピーダンスは、アンテナの特性インピーダンスと整合しなければならない。アンテナの特性インピーダンスは、一般に50Ωである。50Ωの特性インピーダンスに合わせて受信FBARアレイ204を設計することによって、受信ポート126に隣接した分路FBAR227のサイズが、分路FBAR223及び225よりかなり小さくなり、90°位相遅延134に隣接した分路FBAR221のサイズが、分路223及び225より小さくなる。分路FBAR227は、そのサイズが小さくなることによって、Qが残りのFBARよりもかなり低くなる。FBAR227のQが低下すると、受信帯域フィルタ232のフィルタ特性が劣化する。

【0070】図5は、本発明の第3の実施形態に係る送受切換器300を示す回路図である。本実施形態の場合、受信帯域フィルタ332は、50Ωの特性インピーダンスを備えているが、受信FBARアレイ304の分路FBAR337は、サイズ及びQが分路FBAR233及び235と同等の構成要素を備えて構成されている。図3及び図4に示す送受切換器の構成要素に対応する図5に示す送受切換器300の構成要素は、同じ参照番号を用いて表示されており、ここでは再度の説明を省略する。

【0071】送受切換器300の場合、分路インピーダンスは、FBAR227とはほぼ同じに保たれ、Qは、単一FBARの約2倍の面積を備える2つのFBAR351及び353の直列構成を利用して改善されている。したがって、FBAR351及び353は、面積がFBAR223及び225の2倍であり、Qはもっと高くなる。結果として、第3の実施形態である50Ωの特性インピーダンスを備えた送受切換器300は、第2の実施形態である50Ωの特性インピーダンスを備えた送受切換器200よりも優れたフィルタ特性を備える。また、FBAR351及び353の直列構成は、単一FBAR227の4倍の電力に耐える。

【0072】送受切換器300のフィルタ特性のさらなる改善は、単一小面積FBARではなく、直列構成をなす2つのFBAR355及び357をFBAR321として用いることによって達成するのが望ましい。

【0073】直列に接続されたFBAR351及び353とFBAR355及び357とは、上記のように面積が等しいが、これは、本発明にとって重要ではない。直列に接続されたFBARによって必要なインピーダンス

18

が得られる場合には、FBAR351及び353は、異なる面積にすることが可能である。しかし、FBARの面積が等しい場合、最高のQが得られる。さらに、それぞれ直列に接続された3つのFBARによって置き換えられる単一FBARのほぼ3倍の面積を備える、直列に接続された3つのFBARを用いることによって、Qをさらに高めることが可能である。

【0074】FBARアレイが、FBARの電極の一方又は両方の物理的厚さを決めることによって、個別FBAR又はFBARグループの共振周波数が設定される集積FBARアレイによって実施される実施形態について、本発明の説明を行ってきたが、これは本発明にとって重要ではない。上記のように、FBARの共振周波数は、その圧電共振器スタックの重み付き厚さによって決まる。スタックの異なる材料によって音速がそれぞれ異なるため、圧電共振器スタックの重み付き厚さは、スタックの物理的厚さとは異なる。圧電共振器スタックの重み付き厚さと同様の概念の重み付き厚さをFBARの電極に割り当てることが可能である。電極材料における音速を考慮に入れるため、電極の重み付き厚さは電極の物理的厚さとは異なる。FBARの電極の一方又は両方の重み付き厚さを変更すると、FBARの圧電共振器スタックの重み付き厚さ、したがって、FBARの共振周波数が変化する。上記のように、電極の物理的厚さを変更するか、電極材料を音速の異なる材料に変更するか、又は電極の厚さ及び電極材料の両方を変更することによって電極の重み付き厚さを変更することが可能である。したがって、例えば、FBARアレイ202の分路FBARを構成する集積FBARアレイ70のFBARは、全て同じ厚さを備えることが可能であり、FBARアレイ202の分路FBARを構成する集積FBARアレイ70のFBARの電極は、全て、直列FBARの厚さを超える厚さでありかつ同じ厚さを備えることが可能である。代替として、FBARアレイ202の直列FBARを構成する集積FBAR70のFBARの電極及びFBARアレイ202の分路FBARを構成する集積FBAR70のFBARの電極を、同様の厚さの異なる電極材料から製作することによって、同様の結果を得ることが可能である。直列FBARの電極の電極材料における音速は、分路FBARの電極の電極材料における音速よりも低くなるであろう。

【0075】この開示によって、本発明の例証となる実施形態が明らかにされたが、本発明は、開示された実施形態に制限されるものではなく、付属の請求項において定義された本発明の範囲内においてさまざまな修正を施すことが可能である。

【0076】以下に、本発明の実施の形態を要約する。

【0077】1. 第1のポート、第2のポート及び第3のポートと、前記第1のポートと前記第3のポートとの間に接続され、分路素子及び直列素子を備えた第1の

50

(11)

特開2001-24476

19

20

梯子型回路を含んでおり、前記素子のそれぞれに薄膜バ
ルク音波共振器(FBAR)が含まれている第1の帯域
フィルタと、前記第2のポートと前記第3のポートとの
間に接続され、第2の帯域フィルタと直列をなす90°
移相器を備える直列回路と、を備え、前記第2の帯域フ
ィルタは、分路素子及び直列素子を備え、前記素子のそ
れぞれが薄膜バルク音波共振器(FBAR)を有する第
2の梯子型回路を備える送受切換器。

【0078】2. 前記FBARがそれぞれ共振周波数
を備え、前記第1の帯域フィルタの前記直列素子に含ま
れる前記FBARが、全て、同じ共振周波数を備え、前
記第1の帯域フィルタの前記分路素子に含まれる前記F
BARが、全て、前記直列素子に含まれる前記FBAR
の前記共振周波数とは異なる、同じ共振周波数を備える
上記1記載の送受切換器。

【0079】3. 前記第2の帯域フィルタの前記素子
に含まれる前記FBARが、全体として、2つの異なる
共振周波数を備える上記2記載の送受切換器。

【0080】4. 前記第2の帯域フィルタの前記素子
に含まれる前記FBARが、全体として、3つ以上の異
なる共振周波数を備える上記2記載の送受切換器。

【0081】5. 前記第2の帯域フィルタの前記素子
に含まれる前記FBARが、全て、異なる共振周波数を
備える上記2記載の送受切換器。

【0082】6. 前記帯域フィルタの前記素子の少な
くとも1つに、さらにFBARと直列をなす補助インダ
クタが含まれる上記2記載の送受切換器。

【0083】7. 前記第2の帯域フィルタの前記直列
素子に含まれる前記FBARが、全て、同じ共振周波数
を備え、前記第2の帯域フィルタの前記分路素子に含ま
れる前記FBARが、全て、前記第2の帯域フィルタの
前記直列素子に含まれる前記FBARの前記共振周波数
とは異なる、同じ共振周波数を備える上記6記載の送受
切換器。

【0084】8. 前記第1の帯域フィルタ及び前記第
2の帯域フィルタが、それぞれ、帯域上限と帯域下限と
を備えており、前記第1の帯域フィルタの前記帯域上限
及び前記帯域下限の一方が、前記第2の帯域フィルタの
前記帯域上限及び前記帯域下限のもう一方に重なり、前
記FBARが分路キャパシタンスを備え、前記補助イン
ダクタが、前記第1の帯域フィルタの前記帯域上限及び
前記帯域下限並びに前記第2の帯域フィルタの前記帯域
上限及び帯域下限の1つに対応する周波数で、前記分路
キャパシタンスと直列共振を生じるインダクタンスを備
える上記8記載の送受切換器。

【0085】9. 前記分路素子の1つに含まれる前記
FBARが、第1のFBARと、前記第1のFBARと
直列をなす第2のFBARと、を備える上記2記載の送
受切換器。

【0086】10. 前記FBARが、それぞれ、共振

周波数を備え、前記帯域フィルタの少なくとも1つの前
記素子に含まれる前記FBARが、全体として、2つの
異なる共振周波数を備える上記1記載の送受切換器。

【0087】11. 前記FBARが、それぞれ、共振
周波数を備え、前記帯域フィルタの少なくとも1つの前
記素子に含まれる前記FBARが、全体として、3つ以
上の異なる共振周波数を備える上記1記載の送受切換
器。

【0088】12. 前記FBARが、それぞれ、共振
周波数を備え、前記帯域フィルタの少なくとも1つの前
記素子に含まれる前記FBARが、全て、異なる共振周
波数を備える上記1記載の送受切換器。

【0089】13. 前記帯域フィルタの前記素子の少
なくとも1つに、さらに、それに含まれる前記FBAR
と直列をなす補助インダクタが含まれる上記1記載の送受
切換器。

【0090】14. 前記第2の帯域フィルタの前記直
列素子に含まれる前記FBARが、全て、同じ共振周波
数を備え、前記第2の帯域フィルタの前記分路素子に含
まれる前記FBARが、全て、前記第2の帯域フィルタ
の前記直列素子に含まれる前記FBARの前記共振周波
数とは異なる、同じ共振周波数を備える上記13記載の
送受切換器。

【0091】15. 前記第1の帯域フィルタ及び前記
第2の帯域フィルタが、それぞれ、帯域上限と帯域下限
を備えており、前記第1の帯域フィルタの前記帯域上限
及び前記帯域下限の一方が、前記第2の帯域フィルタの
前記帯域上限及び前記帯域下限のもう一方に重なり、前
記FBARが分路キャパシタンスを備え、前記補助イン
ダクタが、前記第1の帯域フィルタの前記帯域上限及び
前記帯域下限並びに前記第2の帯域フィルタの前記帯域
上限及び帯域下限の1つに対応する周波数で、前記分路
キャパシタンスと直列共振を生じるインダクタンスを備
える上記13記載の送受切換器。

【0092】16. 前記補助インダクタが、前記分路
素子の1つに含まれる前記FBARと直列をなしている
上記13記載の送受切換器。

【0093】17. 前記分路素子の1つが、前記第2
の帯域フィルタの前記分路素子の1つである上記16記
載の送受切換器。

【0094】18. 前記分路素子の1つに含まれる前
記FBARが、第1のFBARと、前記第1のFBAR
と直列をなす第2のFBARと、を備える上記1記載の
送受切換器。

【0095】19. さらに、前記帯域フィルタの少な
くとも1つにおける前記分路素子の2つに対する共通接
地接続と直列をなす補助インダクタをさらに備える上記
1記載の送受切換器。

【0096】20. 帯域フィルタが、分路素子と、直
列素子と、を備え、前記直列素子及び前記分路素子が、

(12)

特開2001-24476

21

梯子型回路を形成するように接続され、前記素子のそれぞれが薄膜バルク音波共振器(FBAR)を含む送受切換器。

【0097】21. 前記FBARが、全体として、2つの異なる共振周波数を備える上記20記載の送受切換器。

【0098】22. 前記FBARが、全体として、3つ以上の異なる共振周波数を備える上記20記載の送受切換器。

【0099】23. 前記FBARが、全て、異なる共振周波数を備える上記20記載の送受切換器。

【0100】24. 前記素子の少なくとも1つが、さらに、それに含まれるFBARと直列をなす補助インダクタを備える上記20記載の送受切換器。

【0101】25. 前記FBARが、それぞれ、共振周波数を備え、前記直列素子に含まれる前記FBARが、全て、同じ共振周波数を備え、前記分路素子に含まれる前記FBARが、全て、前記直列素子に含まれる前記FBARの前記共振周波数とは異なる、同じ共振周波数を備える上記24記載の送受切換器。

【0102】26. 薄膜バルク音波共振器(FBAR)の少なくとも1つが、他のFBARと共振周波数が異なっている、FBARの集積アレイであって、第2の主表面と向かい合った第1の主表面を含む圧電層と、前記圧電層の前記第1の主表面に配置された第1の電極と、前記圧電層の前記第2の主表面に配置された第2の電極と、を備え、前記第2の電極の1つが前記第1の電極の1つと重なる位置に、前記FBARの1つが形成され、前記他のFBARと共振周波数が異なる前記FBARの1つを形成する前記電極が、前記他のFBARを形成する前記他の電極と重み付き厚さが異なるFBAR集積アレイ。

【0103】27. 前記他のFBARと共振周波数が異なる前記FBARの1つを形成する前記電極が、前記他の電極と物理的厚さが異なる上記26記載の集積アレイ。

【0104】28. 前記FBARが、梯子型回路の直列素子及び分路素子を構成し、前記直列素子を構成する前記FBARの前記電極が、ほぼ同じ重み付き厚さを備え、前記分路素子を構成する前記FBARの前記電極が、前記直列素子を構成する前記FBARの前記電極の前記重み付き厚さとは異なる、ほぼ同じ重み付き厚さを備える上記26記載の集積アレイ。

【0105】

【発明の効果】以上の説明で明らかなように、本発明によれば、1ワットを超える電力レベルによって送受切換器の信頼性又はフィルタ特性の安定性が損なわれない十分に急峻なフィルタ特性を備える送受切換器を提供することができる。また、セラミック・フィルタ又はSAWフィルタをベースにした送受切換器よりかなり小型にて

22

き、さらに、個別同調を必要としないため製造コストを低くすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】(a)は、薄膜バルク音波共振器(FBAR)の断面図であり、(b)は、FBARの等価回路を示す回路図であり、(c)は、FBARのインピーダンス|Z|係数と周波数との関係を示す特性図である。

【図2】第1の実施形態に係る送受切換器を示す回路図である。

【図3】(a)は、本発明による送受切換器及び帯域フィルタの一部として用いることが可能なFBARアレイを示す平面図であり、(b)は、本発明による送受切換器及び帯域フィルタの一部として用いることが可能なFBARアレイを示す断面図である。

【図4】第2の実施形態に係る送受切換器を示す回路図である。

【図5】第3の実施形態に係る送受切換器を示す回路図である。

【図6】セルラ電話、PCS装置又は他の送信装置/受信装置に用いられる従来のフロント・エンド回路を示すブロック図である。

【図7】送信帯域及び受信帯域の基本構成を示す、周波数に対する減衰量の特長図である。

【符号の説明】

52 圧電層

54 ウェル

56 基板

58, 80 電極

66, 68 端子

100 送受切換器

101, 103, 105 直列FBAR

102 送信FBARアレイ

104 受信FBARアレイ

107, 109 分路FBAR

111, 113, 115 直列FBAR

121, 123, 125, 127 分路FBAR

124 送信ポート

126 受信ポート

128 アンテナ・ポート

134 90° 移相器

145 共通接地

200 送受切換器

201, 203, 205 直列FBAR

202 送信FBARアレイ

204 受信FBARアレイ

207, 209 分路FBAR

211, 213, 215 直列FBAR

221, 223, 225, 227 分路FBAR

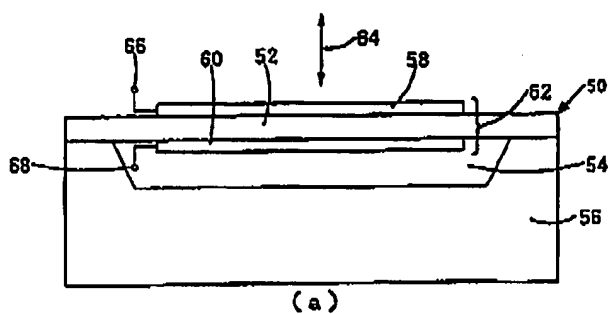
241, 243 直列補助インダクタ

231, 223, 225, 227 分路補助インダクタ

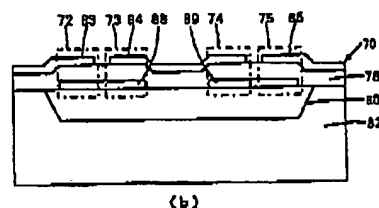
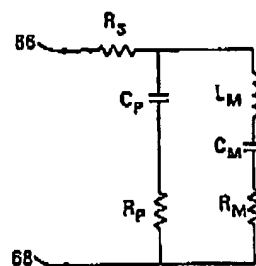
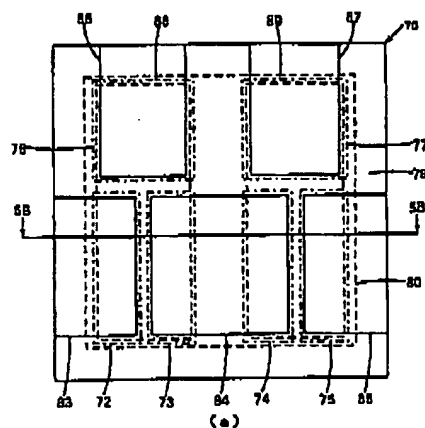
(13)

特開2001-24476

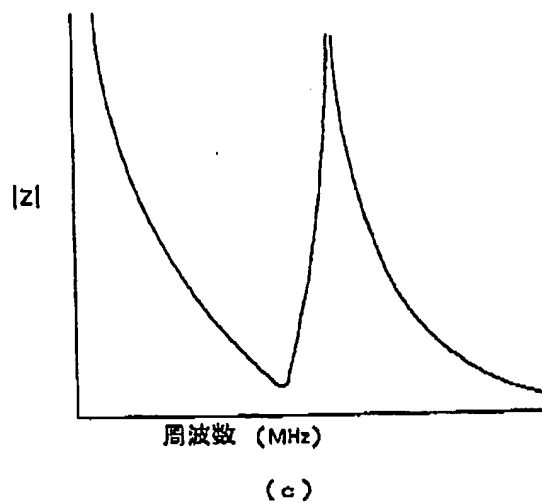
【图1】



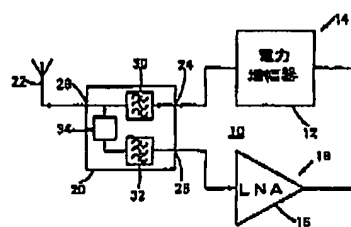
【圖 3】



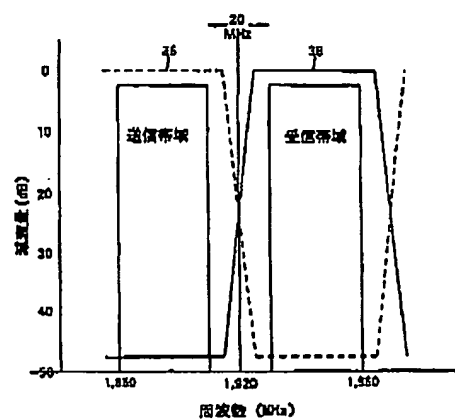
(b)



【図6】



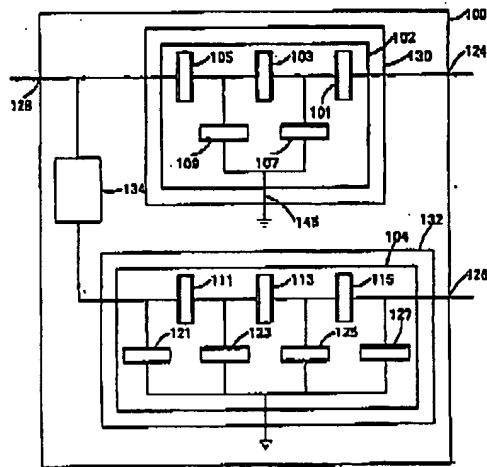
【圖7】



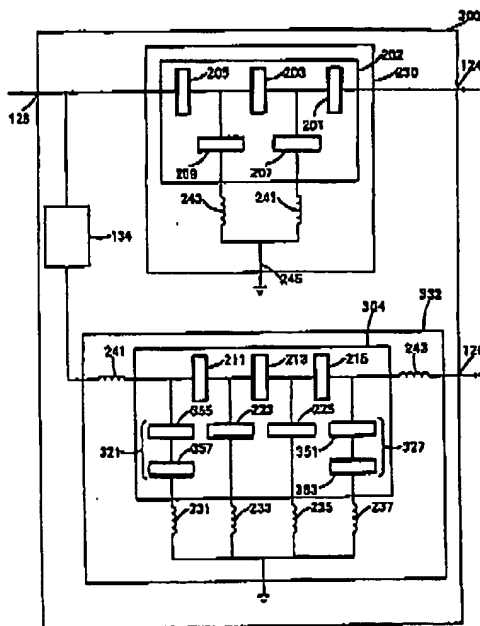
(14)

特開2001-24476

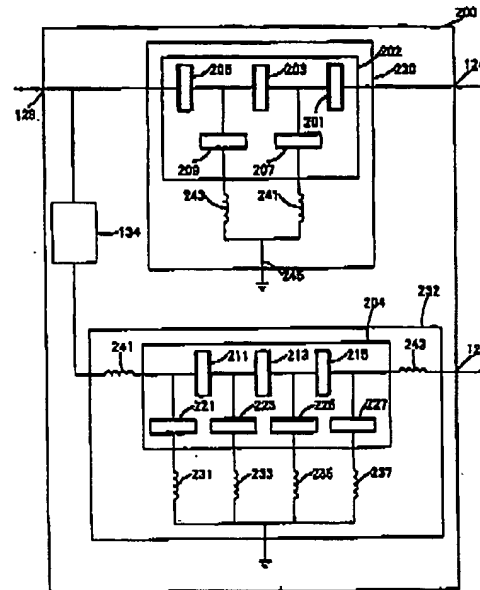
【図2】



【図5】



【図4】



フロントページの続き

(71)出願人 399117121

395 Page Mill Road P
alo Alto, California
U. S. A.

(72)発明者 ジョン・ディー・ラーソン・サード
アメリカ合衆国 カリフォルニア州、バ
ロ・アルト (番地なし)

(72)発明者 リチャード・シー・ルビー
アメリカ合衆国 カリフォルニア州、メン
ロ・パーク (番地なし)